

(12)特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19)世界知的所有権機関
国際事務局(43)国際公開日
2003年9月18日 (18.09.2003)

PCT

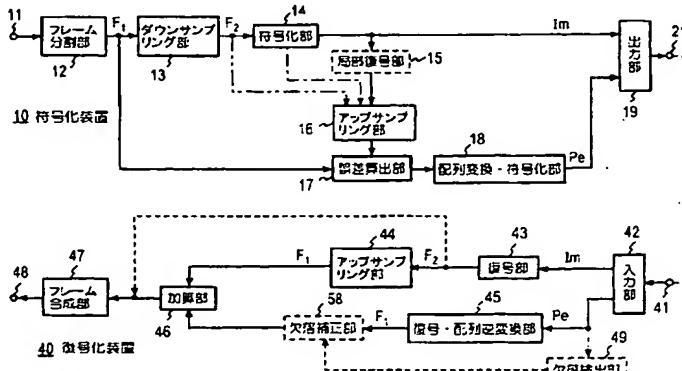
(10)国際公開番号
WO 03/077425 A1

(51) 国際特許分類:	H03M 7/30, G10L 19/00	特願 2002-346789
(21) 国際出願番号:	PCT/JP03/02809	2002年11月29日 (29.11.2002) JP 特願2003-25272 2003年1月31日 (31.01.2003) JP
(22) 国際出願日:	2003年3月10日 (10.03.2003)	
(25) 国際出願の言語:	日本語	(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 日本電信電話株式会社 (NIPPON TELEGRAPH AND TELEPHONE CORPORATION) [JP/JP]; 〒100-8116 東京都千代田区大手町二丁目3番1号 Tokyo (JP).
(26) 国際公開の言語:	日本語	(72) 発明者; よび
(30) 優先権データ:		(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 守谷 健弘 (MORIYA, Takehiro) [JP/JP]; 〒180-8585 東京都武蔵野市緑町三丁目9番11号 NTT 知的財産センタ内 Tokyo (JP). 神 明夫 (JIN, Akio) [JP/JP]; 〒180-8585 東京都武蔵野市緑町三丁目9番11号 NTT 知的財産センタ内 Tokyo (JP). 池田 和永 (IKEDA, Kazunaga) [JP/JP]; 〒180-8585 東京都武蔵野市緑町三丁
特願2002-63449	2002年3月8日 (08.03.2002)	JP
特願2002-63598	2002年3月8日 (08.03.2002)	JP
特願2002-288677	2002年10月1日 (01.10.2002)	JP
特願 2002-304646	2002年10月18日 (18.10.2002)	JP

/統葉有/

(54) Title: DIGITAL SIGNAL ENCODING METHOD, DECODING METHOD, ENCODING DEVICE, DECODING DEVICE, DIGITAL SIGNAL ENCODING PROGRAM, AND DECODING PROGRAM

(54) 発明の名称: デジタル信号符号化方法、復号化方法、符号化装置、復号化装置及びデジタル信号符号化プログラム、復号化プログラム



- | | |
|----------------------------------|-------------------------------------|
| 12...FRAME DIVIDER | 47...FRAME SYNTHESIS UNIT |
| 13...DOWN-SAMPLING UNIT | 46...ADDER |
| 14...ENCODING UNIT | 44...UP-SAMPLING UNIT |
| 15...LOCAL DECODING UNIT | 43...DECODING UNIT |
| 19...OUTPUT UNIT | 42...INPUT UNIT |
| 10...ENCODING DEVICE | 40...DECODING DEVICE |
| 16...UP-SAMPLING UNIT | 58...FAILURE CORRECTION UNIT |
| 17...ERROR CALCULATION UNIT | 45...DECODING/DE-REARRANGEMENT UNIT |
| 18...REARRANGEMENT/ENCODING UNIT | 49...FAILURE DETECTION UNIT |

(57) Abstract: The sampling frequency of a digital signal is converted from 96 kHz to 48 kHz for each frame by a down-sampling unit (13). The signal converted is compressed/encoded and output as a main code I_m . A local signal corresponding to the main code I_m is converted to a signal of sampling frequency of, for example, the original 96 kHz by an up-sampling unit (16) and an error signal between the this signal and an input digital signal is generated. Bits of a sample string of error signals are rearranged by rearrangement/encoding unit (18) and output as an error code P_e . At a decoding side, by using the main code I_m and the error code P_e , it is possible to obtain a highly faithful reproduction signal or a reproduction signal based only on the main code I_m .

/統葉有/

WO 03/077425 A1



目 9 番 11 号 NTT 知的財産センタ内 Tokyo (JP).
森 岳至 (MORI,Takeshi) [JP/JP]; 〒180-8585 東京都
武蔵野市緑町 三丁目 9 番 11 号 NTT 知的財産セ
ンタ内 Tokyo (JP).

(74) 代理人: 草野 卓 . 外 (KUSANO,Takashi et al.); 〒
160-0022 東京都 新宿区 新宿四丁目 2 番 21 号 相模
ビル Tokyo (JP).

(81) 指定国 (国内): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB,
BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK,
DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU,
ID, IL, IN, IS, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT,
LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NI, NO,
NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL,

TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU,
ZA, ZM, ZW.

(84) 指定国 (広域): ARIPO 特許 (GH, GM, KE, LS, MW, MZ,
SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア特許 (AM,
AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ特許
(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB,
GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, SI, SK, TR), OAPI
特許 (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML,
MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:
— 國際調査報告書

2 文字コード及び他の略語については、定期発行される
各 PCT ガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語
のガイド」を参照。

(57) 要約: ディジタル信号をフレームごとにダウンサンプリング部 1.3 でサンプリング周波数を 96kHz から 48kHz に
変換し、その変換された信号を圧縮符号化して主符号 I_m として出力し、その主符号 I_m に対応する局部信号をアップ
サンプリング部 1.6 で例えば原 96kHz のサンプリング周波数の信号に変換しこれと入力ディジタル信号との誤差信号
を作り、配列変換・符号化部 1.8 で誤差信号のサンプル列のビットを配列変換し、誤差符号 P_e として出力する。復
号側では主符号 I_m と誤差符号 P_e を用いて高忠実度の再生信号を得、または主符号 I_m のみによる再生信号を得る。

明細書

ディジタル信号符号化方法、復号化方法、符号化装置、復号化装置及び
ディジタル信号符号化プログラム、復号化プログラム

5 技術分野

この発明は音声、音楽、画像などのディジタル信号をより低い情報量に圧縮された符号に変換する符号化方法、その復号化方法、符号化装置、復号化装置、これらのプログラムに関する。

従来の技術

- 10 音声、画像などの情報を圧縮する方法として歪を許す非可逆な符号化と、歪を許さない可逆な符号化がある。非可逆な圧縮としては ITU-T(International Telecommunications Union-Telecom Standardization) や ISO/IEC MPEG (International Organization for Standardization/International Electrotechnical Commission Moving Picture Experts Group) の標準として種々の方法が知られている。これらの非可逆圧縮方法を使うとわずかの歪に押さえつつ、もとのディジタル信号を 1/10 以下までに圧縮することが可能である。しかし、その歪は符号化条件や入力信号に依存し、用途によっては再生信号の劣化が問題となる場合がある。

一方、もとの信号を完全に再現できる可逆な圧縮方法として、コンピュータのファイルやテキストの圧縮によく使われているユニバーサルな圧縮符号化が知られている。これはどのような信号に対しても圧縮が可能で、テキストなどには 1/2 程度まで圧縮できるが、音声や画像のデータに直接適用しても圧縮効果は 2 割程度にとどまる。

圧縮率の高い非可逆の符号化を行い、その再生信号と原信号の誤差を可逆に圧縮することを組み合わせることで高い圧縮率で可逆な圧縮が可能となる。この組み合わせ圧縮方法を日本特許出願公開 2001-44847 号公報「可逆符号化方法、可逆復号化方法、これらの装置及びその各プログラム記録媒体」に提案されている。この方法は前記公報に詳細に示されているが、以下に簡単に説明する。

符号器では、ディジタル入力信号（以下、入力信号サンプル系列とも呼ぶ）が、

フレーム分割部で、その入力信号サンプル系列が、例えば 1024 個の入力信号サンプルからなるフレーム単位に、順次分割され、このフレーム単位ごとにディジタル信号が非可逆圧縮符号化される。この符号化は、復号化時に元のディジタル入力信号をある程度再現できる方式であれば、入力信号に適した如何なる方式でもよい。例えば、上記ディジタル入力信号が音声であれば ITU-T の G.729 標準として勧告されている音声符号化などが利用でき、音楽であれば MPEG-4 で採用されている Twin VQ (Transform-Domain Weighted Interleaved Vector Quantization) 符号化などが利用でき、その他、前記公報で示す非可逆符号化法を用いることもできる。この非可逆圧縮符号は局部復号され、この局部信号と元のディジタル信号との誤差信号が生成される。なお、実際的には、局部復号はする必要なく、非可逆圧縮符号を生成する際に得られる量子化信号と元のディジタル信号との誤差を求めるべき。この誤差信号の振幅は通常は元のディジタル信号の振幅よりもかなり小さい。よって、もとのディジタル信号を可逆圧縮符号化するよりも、誤差信号を可逆圧縮符号化する方が情報量を小さくできる。

この可逆圧縮符号化の効率を上げるために、この誤差信号の符号絶対値表現（極性と絶対値の 2 進数）されたサンプル列のフレーム内の全サンプルに対しそれらの各ビット位置、つまり MSB, 第 2MSB, …, LSB 毎に、サンプル系列方向（時間方向）にビットを連結したビット列を生成する。即ち、ビット配列の変換が行われる。この各連結した同じビット位置の 1024 個のビットからなるビット列をここでは便宜上「等位ビット列」と呼ぶこととする。これに対し、各サンプルの極性も含む振幅値を表す 1 ワードのビット列を便宜上「振幅ビット列」と呼ぶこととする。誤差信号は振幅が小さいので、各サンプルの最上位から 1 つ又は連続する複数のビットは全て“0”となることが多い。そこで、それらのビット位置で連結して生成した等位ビット列を予め決めた符号で表すことによって、誤差信号の可逆圧縮符号化効率を上げることができる。

これら等位ビット列が可逆圧縮符号化される。可逆圧縮符号化としては、例えば、同一符号（1 又は 0）が連続する系列がある場合や頻繁に出現する系列がある場合を利用した、ハフマン符号化や算術符号化などのエントロピィ符号化などを用いることができる。

復号化側では、可逆圧縮符号が復号化され、その復号信号に対し、ビット配列の逆変換が行われ、即ち、フレーム毎に等位ビット列を振幅ビット列に変換し、得られた誤差信号が順次再生される。また、非可逆圧縮符号が復号化され、この復号信号と再生された誤差信号とが加算され、最後に、フレームごとの各加算信号が順次連結されて、元のデジタル信号系列が再生される。

この発明の目的はデジタル信号を歪なく情報圧縮することと、階層化されたサンプルレートの選択を可能とする符号化方法、復号化方法、符号化装置、復号化装置、そのプログラムを提供することにある。

10 発明の開示

この発明によれば、デジタル信号符号化方法は、

- (a) 符号化する信号と、その信号の属性より下位の属性の信号又はその変形信号との差分信号を生成するステップと、
- (b) 上記差分信号を可逆符号化するステップと、

15 を含む。

この発明によれば、デジタル信号の符号化装置は、

符号化する信号と、その信号の属性より下位の属性の信号又はその変形信号との差分信号を生成する差分信号生成手段と、

上記差分信号を可逆符号化する差分信号可逆符号化手段、

20 とを含む。

この発明によれば、デジタル信号の符号を復号化する復号化方法は、

- (a) 入力符号を復号化して差分信号を生成するステップと、
- (b) 上記差分信号と、その差分信号の属性より下位の属性の復号信号又はその変形信号とを合成して復号化された信号を生成するステップ、

25 とを含む。

この発明によれば、デジタル信号の復号化装置は、

入力符号を復号して差分信号を生成する差分信号復号化手段と、

上記差分信号と、その差分信号の属性より下位の属性の復号化信号又はその変形信号とを合成して復号化信号を生成する信号合成手段、

とを含む。

この発明によれば、ディジタル信号の符号化処理手順を記述したコンピュータで実行可能な符号化プログラムであり、上記処理手順は、

(a) 符号化する信号と、その信号の属性より下位の属性の信号又はその変形信

5 号との差分信号を生成するステップと、

(b) 上記差分信号を可逆符号化するステップと、

を含む。

この発明によれば、ディジタル信号の符号を復号化する復号化処理手順を記述したコンピュータで実行可能なプログラムであり、上記処理手順は、

10 (a) 入力符号を復号化して差分信号を生成するステップと、

(b) 上記差分信号と、その差分信号の属性より下位の属性の復号信号又はその変形信号とを合成して復号化された信号を生成するステップ、

とを含む。

15 図面の簡単な説明

図1はこの発明による第1実施例の符号化装置と復号化装置の機能構成例を示す図。

図2はこの発明による第2実施例の符号化装置と復号化装置の機能構成例を示す図。

20 図3はこの発明による第3実施例の符号化装置と復号化装置の機能構成例を示す図。

図4は配列変換・符号化部1~8の機能構成例を示す図。

図5Aは極性と絶対値で現されたサンプル列のビット配列変換を説明するための図。

25 図5Bは2の補数表現されたサンプル列のビット配列変換を説明するための図。

図5Cはパケットのフォーマットの例を示す図である。

図6は復号・配列逆変換部4~5と欠落補正部5~8の機能構成例を示す図。

図7は図6における欠落情報補正処理の手順の例を示す流れ図。

図8は図6における欠落情報補正部5~8Bの具体的機能構成例を示す図。

図 9 はこの発明の第 3 実施例の符号化装置と復号化装置の機能構成例を示す図。

図 10 A は図 9 における予測誤差生成部 31 の具体的機能構成例を示す図。

図 10 B は予測誤差生成部 31 の他の構成例を示す図。

図 11 A は図 9 における予測合成部 56 の具体的機能構成例を示す図。

図 11 B は予測合成部 56 の他の構成例を示す図。

図 12 A は誤差信号の概念的なスペクトル特性の例を示す図。

図 12 B は図 12 A のスペクトル特性の周波数軸を反転して得られるスペクトル特性を示す図。

図 13 はこの発明の第 4 実施例の符号化装置と復号化装置の機能構成例を示す図。

図 14 A はこの発明による符号の階層的分割の例を示す図。

図 14 B は振幅分解能と振幅語長の関係例を示す図。

図 15 は図 14 A に示した階層的分割された符号の組み合わせと各種サンプリング周波数及び各種振幅分解能との関係を示す図。

図 16 はこの発明による符号化装置の第 5 実施例の機能構成を示す図。

図 17 A はアップサンプリングにおける補間を示す図。

図 17 B は補間フィルタの例を示す図。

図 18 A はこの発明の実施例に適用可能な可逆圧縮符号化器の例を示す機能構成図。

図 18 B はこの発明の実施例に適用可能な図 18 A の可逆圧縮符号化器に対応する復号化器の機能構成図。

図 19 A はこの発明の実施例に適用可能な可逆符号器の例を示す機能構成図。

図 19 B はこの発明の実施例に適用可能な可逆復号器の例を示す機能構成を示す図。

図 20 A は補助符号とタップ数の対応例を示す図。

図 20 B は補助符号と利得の対応例を示す図。

図 20 C は補助符号とサンプル点移動の対応例を示す図。

図 20 D は補助符号の例を示す図。

図 21 はこの発明による復号化装置の実施例の機能構成を示す図。

図 2 2 はこの発明による符号化装置の他の実施例の機能構成を示す図。

図 2 3 はこの発明による復号化装置の他の実施例の機能構成を示す図。

図 2 4 はこの発明の効果を説明するための楽音配信システムを示す図。

図 2 5 はこの発明の第 7 実施例による符号の階層的分割の例を示す図。

図 2 6 は階層的分割された符号の組み合わせと各種サンプリング周波数及び各種振幅分解能との関係を示す図。

図 2 7 はこの発明の第 7 実施例による符号化装置の実施例の機能構成を示す図。

図 2 8 はこの発明の実施例に適用可能な予測符号化器の機能構成を示す図。

図 2 9 はこの発明の第 7 実施例による符号化装置の他の実施例の機能構成を示す図。

10

図 3 0 はこの発明による第 7 実施例の復号化装置の機能構成を示す図。

図 3 1 はこの発明の第 8 実施例の符号化装置の機能構成を示す図。

図 3 2 はこの発明の第 8 実施例の復号化装置の機能構成を示す図。

図 3 3 はこの発明の第 9 実施例の符号の階層的分割の例を示す図。

15 図 3 4 はこの発明の第 9 実施例におけるサンプリング周波数と振幅語長と使用符号の組み合わせとの関係を示す図。

図 3 5 はこの発明による第 9 及び第 10 実施例の符号化装置の機能構成を示す図。

図 3 6 は図 3 5 中の選択部 7 6 の機能構成例を示す図。

20 図 3 7 はこの発明による第 9 及び第 10 実施例の復号化装置の機能構成を示す図。

図 3 8 は図 3 5 中の選択部 7 6 の他の機能構成例を示す図。

図 3 9 は第 9 実施例の復号化装置に適用した選択部 8 7 の機能構成例を示す図。

図 4 0 は第 9 及び第 10 実施例の符号化装置の他の例を示す図。

25 図 4 1 は第 9 及び第 10 実施例の符号化装置の更に他の例を示す図。

図 4 2 はこの発明の第 11 実施例による符号の階層的分割の例を示す図。

図 4 3 は図 4 2 に示した階層的分割された符号の組み合わせと各種サンプリング周波数及び各種振幅分解能との関係を示す図。

図 4 4 はこの発明による第 11 実施例の符号化装置の機能構成を示す図。

図 4 5 はこの発明による第 1 1 実施例の復号化装置の機能構成を示す図。

図 4 6 はこの発明による符号化方法の第 1 2 実施例を概念的に説明するための図。

図 4 7 は第 1 2 実施例の符号化装置の具体的構成例を示すブロック図。

5 図 4 8 は第 1 2 実施例の復号化装置の具体的構成例を示すブロック図。

図 4 9 はこの発明による符号化方法の第 1 3 実施例を概念的に説明するための図。

図 5 0 は第 1 3 実施例の符号化装置の具体的構成例を示すブロック図。

図 5 1 は第 1 3 実施例の復号化装置の具体的構成例を示すブロック図。

10 図 5 2 は第 1 2 及び第 1 3 実施例の符号化装置における補正部の構成を示すブロック図。

図 5 3 は第 1 2 及び第 1 3 実施例の復号化装置における補正部の構成を示すブロック図。

15 図 5 4 はこの発明による符号化方法の第 1 4 実施例を概念的に説明するための図。

図 5 5 は第 1 4 実施例の符号化装置の具体的構成例を示すブロック図。

図 5 6 は第 1 4 実施例の復号化装置の具体的構成例を示すブロック図。

図 5 7 はこの発明による符号化装置の第 1 5 実施例の構成を示すブロック図。

図 5 8 は第 1 5 実施例における差分モジュールの構成例を示すブロック図。

20 図 5 9 は差分モジュールの他の構成例を示すブロック図。

図 6 0 は第 1 5 実施例の復号化装置の構成を示すブロック図。

図 6 1 は図 6 0 における加算モジュールの構成を示すブロック図。

図 6 2 は加算モジュールの他の構成例を示すブロック図。

図 6 3 は図 5 7 における差分モジュールの他の構成例を示すブロック図。

25 図 6 4 は図 5 7 における差分モジュールの更に他の構成例を示すブロック図。

図 6 5 は図 6 0 における加算モジュールの他の構成例を示すブロック図。

図 6 6 は図 6 0 における加算モジュールの更に他の構成例を示すブロック図。

図 6 7 は異なるサンプリング周波数と量子化精度の信号を合成する手順を説明する図。

図 6 8 は第 1 6 実施例の符号化装置の構成を示すブロック図。

図 6 9 は図 6 8 の符号化装置に対応する復号化装置の構成を示すブロック図。

図 7 0 は図 6 8 の符号化装置の変形実施例を示すブロック図。

図 7 1 は図 7 0 の符号化装置に対応する復号化装置を示すブロック図。

5 図 7 2 は符号列に付加する階層情報の例を示す図。

図 7 3 は 4 階層の符号化構成を示す図。

図 7 4 は図 7 3 の符号化構成の場合の符号系列に付加される階層情報を示す図。

図 7 5 は 9 階層の符号化構成を示す図。

図 7 6 は図 7 5 の符号化構成の場合の符号系列に付加される階層情報を示す図。

10 図 7 7 は図 5 7 の符号化構成の場合の符号系列に付加される階層情報を示す図。

図 7 8 は図 5 0 の符号化構成の場合の符号系列に付加される階層情報を示す図。

図 7 9 はこの発明による符号化方法の処理手順を示すフロー図。

図 8 0 はこの発明による復号化方法の処理手順を示すフロー図。

15 図 8 1 はこの発明の符号化及び復号化をプログラムで実行するためのコンピュータの構成を示すブロック図。

発明を実施するための最良の形態

第 1 実施例

この発明の第 1 実施例を図 1 を参照して説明する。図中には信号のサンプリングレート（周波数）も記号で示している。入力端子 1 1 よりのデジタル信号はフレーム分割部 1 2 でフレーム単位、例えば 1 0 2 4 サンプルごとに分割され、フレームごとのデジタル信号はダウンサンプリング部 1 3 で第 1 サンプリング周波数 F_1 のデジタル信号からこれよりも低い第 2 サンプリング周波数 F_2 のデジタル信号に変換される。この場合、その第 2 サンプリング周波数 F_2 のサンプリングにより折り返し信号が生じないように低域通過フィルタ処理により高くとも周波数 $F_2/2$ 以上の高域成分が除去される。

第 2 サンプリング周波数 F_2 のデジタル信号は、符号化部 1 4 で非可逆又は可逆の圧縮符号化が行われ、主符号 I_m として出力される。符号化部 1 4 で非可逆の圧縮符号化を行う場合は、例えばこの主符号 I_m は局部復号部 1 5 で復号さ

れ、復号された局部信号はアップサンプリング部 16 で第 2 サンプリング周波数 F_2 の局部信号から第 1 サンプリング周波数 F_1 の局部信号に変換される。あるいは符号化部 14 で量子化誤差が最小となるように非可逆符号化を行う場合は、そのとき得られる量子化信号が局部復号部 15 の出力信号と同じなので、その量子化信号を一点鎖線で示すようにアップサンプリング部 16 に与えてもよく、その場合は局部復号部 15 は不要である。また、符号化部 14 で可逆符号化を行う場合は、局部復号部 15 の出力は符号化部 14 の入力信号と同じになるので、局部復号部 15 を省略し、図に二点鎖線で示すように符号化部 14 の入力信号をアップサンプリング部 16 に与えてもよい。いずれの場合も、アップサンプリング部 16 に与える信号は主符号 I_m に対応したものであり、以下の実施例の説明においても便宜上局部信号と呼ぶことにするが、このように局部復号部を使用しないでもよいことは他の実施例についても当てはまる。

誤差算出部 17 はこの第 1 サンプリング周波数 F_1 の局部信号と、フレーム分割部 12 よりの分岐された第 1 サンプリング周波数のディジタル信号との差分を誤差信号として算出し、配列変換・符号化部 18 へ供給する。配列変換・符号化部 18 の処理は後で述べるが、ビット配列変換部と可逆符号化部を備え、誤差信号を正しく、つまり可逆に復元することができる誤差符号 P_e に符号化する。この配列変換・符号化部 18 よりの誤差符号 P_e と主符号 I_m は出力部 19 で必要な形式にフォーマットされ、出力端子 21 に出力される。

この発明による符号化装置 10 から出力される符号系列信号は、伝送路を通して復号装置 40 に送信してもよいし、あるいは一旦記録媒体に蓄積し、後に記録媒体から読み出された符号系列信号が復号化装置 40 に与えられてもよい。伝送路を通して符号系列信号を送信する場合は、例えば出力部 19 は主符号 I_m と誤差符号 P_e をそれぞれ所定の長さ（例えば 1 乃至複数フレーム分の長さ）ごとに必要に応じて優先度を付けてパケット化し、順次出力する。符号系列を記録媒体に蓄積する場合は、例えばフレームごとに主符号 I_m と誤差符号 P_e を結合して一連の結合符号列を形成し、接続されている装置のインターフェースに応じて複数並列ビットとして出力するか、シングルビット列として出力する。以下の説明では、主符号 I_m と誤差符号 P_e をパケットとして出力する場合を例に説明する。

復号化装置 4 0においては入力端子 4 1よりの受信パケットは入力部 4 2において主符号 I_m と誤差符号 P_e とに分離され、主符号 I_m は復号部 4 3で符号化装置 1 0の符号化部 1 4と対応した復号処理により非可逆又は可逆復号されて第 2サンプリング周波数 F_2 の復号信号が得られる。この第 2サンプリング周波数の

- 5 復号信号はアップサンプリング部 4 4でアップサンプリングされて第 1サンプリング周波数 F_1 の復号信号に変換される。この際、サンプリング周波数を F_2 より高くするために補間処理が行われ局部信号が得られる。

分離された誤差符号 P_e は復号・配列逆変換部 4 5で誤差信号を再生する処理が行われる。この復号・配列逆変換部 4 5の具体的構成及び処理については後で述べる。再生された誤差信号のサンプリング周波数は第 1のサンプリング周波数

- 10 F_1 であり、この誤差信号とアップサンプリング部 4 4からの局部信号とが加算部 4 6で加算され、再生ディジタル信号としてフレーム合成部 4 7へ供給される。

フレーム合成部 4 7では各再生されたフレームごとのディジタル信号が順次結合されて出力端子 4 8に供給される。より現実的な構成では、破線で示すように誤差符号 P_e のパケットの欠落を検出する欠落検出部 4 9と、そのパケット欠落検出に基づいて復号誤差信号サンプルを補正する欠落補正部 5 8が復号・配列逆変換部 4 5の出力側に設けられているが、これらについては後で図 6、7 及び 8 を

15 参照して詳細に説明する。

この構成によれば、主符号 I_m と誤差符号 P_e の両方を使用して原ディジタル信

- 20 号と同一サンプリング周波数の高品質の信号を再生することができる。またパケッ

トで符号化出力する場合に、主符号 I_m のパケットに高い優先度を与えること

- により、誤差符号 P_e のパケットが失われた場合でも比較的品質の高い信号を再
- 生することができる。また利用者によってはそれ程高品質のデータ信号を要望し
- ない場合は、サンプリング周波数が原ディジタル信号より低い信号に基づく主符
- 25 号 I_m のみを提供することにより少ない情報で、その割合に高い品質の信号を提
- 供することができる。例えばネットワークでディジタル信号を送信する場合に、
- 即ち、送信側においてはネットワークの条件（経路の通信容量やトラヒック）に
- 応じて、あるいは受信側の要求に応じて主符号 I_m のみ又は主符号 I_m と誤差符号
- P_e の両方を送るか選択の自由度がある。

符号化部 1 4 として可逆符号化を行う場合は後で具体的に述べるが、配列変換・符号化部 1 8 で行う処理と同様の処理を行ってもよい。その場合は復号部 4 3 においても復号・配列逆変換部 4 5 と同様な手法で復号処理を行う。

第 2 実施例

5 この発明の第 2 実施例は、データ信号のサンプリング周波数を多段階に階層化し、より多くの種類の品質の信号を選択的に提供することを可能としたものである。

図 2 に図 1 と対応する部分に同一参照符号を付けて示すように、この第 2 実施例では誤差算出部 1 7 よりの第 1 サンプリング周波数 F_1 の誤差信号はダウンサンプリング部 2 2 でダウンサンプリングされて、第 1 サンプリング周波数 F_1 より低いが第 2 サンプリング周波数より高い第 3 サンプリング周波数 F_3 の誤差信号に変換される。例えばダウンサンプリング部 1 3 では入力信号のサンプリング周波数 F_1 を 4 分の 1 に下げるサンプリング周波数 F_2 の信号を得る。ダウンサンプリング部 2 2 では誤差信号のサンプリング周波数 F_1 を 2 分の 1 に下げるサンプリング周波数 F_3 の誤差信号を得る。即ち、サンプリング周波数を $F_1=4F_2$ 及び $F_1=2F_3$ の関係に決める。

ダウンサンプリング部 2 2 よりの第 3 サンプリング周波数 F_3 の誤差信号は符号化部 2 3 で非可逆又は可逆圧縮符号化され、従符号 Ie として出力される。この従符号 Ie は局部復号部 2 4 で復号され、第 3 サンプリング周波数 F_3 の局部信号が出力され、この第 3 サンプリング周波数の局部信号はアップサンプリング部 2 5 でアップサンプリングされ、第 1 サンプリング周波数 F_1 の局部信号に変換される。この第 1 サンプリング周波数の局部信号と誤差算出部 1 7 よりの第 1 サンプリング周波数の誤差信号との誤差が誤差算出部 2 6 で誤差信号として算出され、この誤差信号は配列変換・符号化部 1 8 へ供給され、後述の配列変換・符号化部により誤差符号 Pe が生成される。局部復号部 2 4 も局部復号部 1 5 と同様に省略することができ、例えば、符号化部 2 3 で非可逆符号化を行う場合は、誤差が最小となるように符号化部 2 3 の入力信号を量子化する処理で得られる量子化信号をアップサンプリング部 2 5 に与えればよい。または、符号化部 2 3 で可逆符号化を行う場合は、その符号化部 2 3 の入力信号をアップサンプリング部 2

5 に与えればよい。以下の他の実施例においても同様に、局部復号部 15、24 を省略した構成が可能な場合はそれらのブロックを破線で示す。出力部 19 は主符号 I_m と従符号 I_e と誤差符号 P_e をパケット化し、必要に応じて情報データに優先度をつけて出力する。

5 復号化装置 40においては入力部 42 で受信パケットから主符号 I_m と従符号 I_e と誤差符号 P_e を分離し、主符号 I_m は復号部 43 に供給され、誤差符号 P_e は復号・配列逆変換部 45 へ供給され、それぞれ図 1 に示した復号部 43 及び復号・配列逆変換部 45 における主符号 I_m と誤差符号 P_e に対する処理と同様な処理が行われ、サンプリング周波数 F_2 の主信号とサンプリング周波数 F_1 の誤差信号が得られる。

従符号 I_e は復号部 27 で復号され、第 3 サンプリング周波数 F_3 の復号従信号が再生される。この復号部 27 は符号化装置 10 の符号化部 23 の符号化方法と対応した復号処理を行うものである。第 3 サンプリング周波数 F_3 の復号信号はアップサンプリング部 52 で第 1 サンプリング周波数 F_1 の復号信号に変換され、15 この第 1 サンプリング周波数の復号信号とアップサンプリング部 44 よりの第 1 サンプリング周波数の復号信号とが加算部 43 で加算され、この加算された第 1 サンプリング周波数 F_1 の復号信号と復号・配列逆変換部 45 よりの第 1 サンプリング周波数 F_1 の誤差信号とが加算部 46 で加算されて、再生ディジタル信号としてフレーム合成部 47 へ供給される。

20 アップサンプリング部 44 では前記符号化装置でのサンプリング周波数の関係の場合、サンプリング周波数 F_2 を 4 倍にしてサンプリング周波数 F_1 にし、アップサンプリング部 52 ではサンプリング周波数 F_3 を 2 倍に変換してサンプリング周波数 F_1 にする。

この構成によればすべての情報、つまり I_m , I_e , P_e が正しく得られれば高い25 サンプリング周波数 F_1 の原ディジタル信号を得ることができる。再生誤差信号を得ることができない場合においては、図中破線で示すように復号部 43 よりの第 2 サンプリング周波数 F_2 の復号信号をアップサンプリング部 54 で第 3 サンプリング周波数 F_3 の復号信号に変換し、この信号と復号部 27 よりの復号信号とを加算部 55 で加算して再生ディジタル信号としてフレーム合成部 47 へ供給

することにより原ディジタル信号よりは、わずか品質が低下するが、サンプリング周波数 F_3 の品質のディジタル信号を高能率圧縮符号化した符号から得ることができる。

更に符号化効率を上げる場合は主符号 I_m の復号信号、つまり復号部 4 3 から 5 の第 2 サンプリング周波数 F_2 の復号信号のみを再生ディジタル信号としてフレーム合成部 4 7 へ供給することができる。

例えは原ディジタル信号として第 1 サンプリング周波数 F_1 が 192kHz の音楽信号とし、第 3 サンプリング周波数 F_3 を 96kHz とし、第 2 サンプリング周波数 F_2 を 48kHz とすると、一般にはサンプリング周波数 48kHz の再生ディジタル信号で 10 もコンパクトディスク (CD) 並の高い品質が得られ、これで良いとする利用者の復号化装置 4 0 には主符号 I_m のみを用いて、つまり少ない情報量で高品質の情報を提供することができ、サンプリング周波数がより高い 96kHz の再生ディジタル信号を望む利用者には主符号 I_m と従符号 I_e を用いることにより高い圧縮率で CD より高品質の信号を提供することができる。更に高いサンプリング周波数 15 の信号が欲しい利用者の復号化装置 4 0 には I_m と I_e と P_e を用いることにより 192kHz の原ディジタル信号を再生することができる。

第 2 実施例の変形

サンプリング周波数を多段に変更する第 2 実施例の変形例を図 3 を参照して説明する。図 3 において図 2 と対応する部分に同一参照符号をつけてある。符号化装置 1 0 においてこの例ではフレームごとのディジタル信号は複数段のダウンサンプリング部を経て符号化部 1 4 へ供給する。図ではダウンサンプリング部 1 3 とダウンサンプリング部 2 7 を用いた 2 段構成とした場合で、第 1 サンプリング周波数 F_1 の信号が入力されるダウンサンプリング部 1 3 の出力信号のサンプリング周波数は前記例の第 3 サンプリング周波数 F_3 であり、その第 3 サンプリング周波数 F_3 の信号が入力されるダウンサンプリング部 2 7 の出力信号のサンプリング周波数は第 2 サンプリング周波数 F_2 である。符号化部 1 4 よりの主符号 I_m を復号して得た局部信号のサンプリング周波数 F_2 がアップサンプリング部 1 6 で符号化部 1 4 の直前のダウンサンプリング部 2 7 の入力信号のサンプリング周波数つまり第 3 サンプリング周波数 F_3 の局部信号に変換される。前記サンプ

リング周波数の関係の場合はダウンサンプリング部 13 及び 27 でそれぞれサンプリング周波数を 2 分の 1 に変換する。この第 3 サンプリング周波数 F_3 の局部信号とダウンサンプリング部 27 の入力信号との誤差が誤差算出部 52 で誤差信号として算出され、この誤差信号は符号化部 23 で非可逆又は可逆の好ましくは

5 高圧縮符号化により符号化されて従符号 I_e として出力される。

この従符号 I_e は局部復号部 24 で復号され第 3 サンプリング周波数 F_3 の局部信号が得られる。この局部信号とダウンサンプリング部 27 の入力信号とが加算部 29 で加算され、この加算された第 3 サンプリング周波数の局部信号はアップサンプリング部 25 で第 1 サンプリング周波数の加算局部信号に変換される。この加算局部信号とフレーム分割部 12 からの出力より分岐されたディジタル信号との誤差が誤差算出部 17 で誤差信号として算出され、この誤差信号が配列変換・符号化部 18 へ供給され誤差符号 P_e が生成される。誤差符号 P_e と主符号 I_m と従符号 I_e が出力部 19 で結合されて出力される。

なお、この図 3 に示した変形実施例の符号化装置 10 においても、図 1 及び 2 の符号化装置の場合と同様に局部復号部 15 及び 24 を使用しないで、それぞれ符号化部 14、23 における量子化信号をアップサンプリング部 16、加算部 29 に与える（符号化部 14、23 が非可逆符号化を行う場合）か、または符号化部 14、24 の入力信号をそれぞれアップサンプリング部 16、加算部 29 に与える（符号化部 14、23 が可逆符号化を行う場合）ように構成してもよい。

20 復号化装置 40 においては入力部 42 で端子 41 からの入力パケットは主符号 I_m 、従符号 I_e 、誤差符号 P_e に分離され、それぞれ復号部 43、復号部 51、復号・配列逆変換部 45 で各局部信号と誤差信号が再生されることとは図 2 に示した場合と同様である。復号部 43 よりの第 2 サンプリング周波数 F_2 の復号信号はアップサンプリング部 44 でこの例では第 3 サンプリング周波数 F_3 の復号信号と加算部 53 に変換され復号部 51 よりの第 3 サンプリング周波数 F_3 の復号信号と加算部 53 で加算される。この加算復号信号はアップサンプリング部 52 で第 1 サンプリング周波数の復号信号に変換され、この復号信号と復号・配列逆変換部 45 よりの第 1 サンプリング周波数 F_1 の誤差信号と加算部 46 で加算され再生ディジタル信号としてフレーム合成部 47 へ供給される。

なお誤差信号を再生するに十分な情報が得られない場合、あるいは誤差符号 P_e が入力されない場合は加算部 5 3 よりの第 3 サンプリング周波数 F_3 の加算復号信号が再生ディジタル信号としてフレーム合成部 4 7 へ供給される。さらに主符号 I_m のみしか得られない場合は復号部 4 3 よりの第 2 サンプリング周波数 F_2 5 の復号信号が再生ディジタル信号としてフレーム合成部 4 7 へ供給される。

図 2 及び図 3 に示した第 2 実施例では 2 段階にサンプリング周波数を変換したが更に 3 段階以上サンプリング周波数を変換して同様な符号化及び復号化することもできる。

配列変換・符号化部

10 上述の図 1、2 及び 3 に示した各符号化装置の実施例中の配列変換・符号化部 1 8 の具体例を図 4 を参照して説明する。誤差算出部 1 7 (図 2 では 2 6) よりの誤差信号は補助情報生成部 1 8 E へ供給される。補助情報生成部 1 8 E 内の有効桁数検出部 18E5 でフレームごとに、そのフレーム内の誤差信号サンプルの絶対値の最大値を表現する桁数が有効桁数 F_e として検出される。また各誤差信号 15 サンプルはその有効桁数以内の部分のみがビット配列変換部 1 8 A によりそれぞれのサンプルにおける同一ビット位置のビットが、等位ビット列として取り出される。

ビット配列変換部 1 8 A よりの等位ビット列は伝送記録単位分割部 1 8 B で伝送単位あるいは記録単位のデータに分割される。これら各分割された伝送記録単位データは必要に応じて、可逆圧縮符号化部 1 8 C により可逆圧縮符号化され、20 誤差データ符号 I_{ne} として補助符号付加部 1 8 D に与えられる。補助符号付加部 1 8 D は後述の補助情報符号化部 1 8 F からの補助符号 I_{nx} を誤差データ符号 I_{ne} に付加して誤差符号 P_e として出力する。

ビット配列変換の例を図 5 A に示す。極性符号と絶対値表現された各誤差信号 25 サンプルの振幅ビット列は図 5 A 中の左側の各縦の列で示されており、それらの振幅ビット列の 1 フレーム分がサンプル方向に順次配列されている。1 つの振幅ビット列の様子を理解し易いように、振幅を跨いだ振幅ビット列 $DV(k)$ を太線で囲んで示す、 k はフレーム内の時刻を表わし、例えば $k=1, 2, \dots, 1024$ である。この例では各振幅ビット列 $DV(k)$ の極性符号を絶対値の M S B と隣接させ、図で

はM S B (Most Significant Bit : 最上位ビット) の直上に極性符号を位置させている。

極性絶対値表現された誤差信号が有効桁数検出部 18E5 へ供給され、その誤差信号の振幅ビット列の 1 フレーム内で最も M S B に近い桁に“1”がある所を検出、

5 L S B (Least Significant Bit : 最下位ビット) からその桁までの桁数が有効桁数 F_e として求まる。この 1 フレームの誤差信号中のこの有効桁数以内の部分 LBP のみと極性符号とを等位ビット列に変換する。つまり有効桁数より上の桁から M S B までの部分 HBP は等位ビット列に変換する必要はない。

このようなサンプル配列データを、図 5 A の右側に示すようにこの例ではまず 10 各サンプル（振幅ビット列）の振幅の数値の極性ビット（符号）のみをフレーム内で時間方向に連結したビット列を等位ビット列として抽出する。次に有効桁数 F_e 以内の最も上位の桁のみをフレーム内で連結した等位ビット列を抽出し、同様にして、順次、各桁（対応ビット位置）ごとに時間方向に連結した等位ビット列を抽出し、最後に L S B のみをフレーム内で連結した等位ビット列を抽出する。 15 これら抽出した等位ビット列の 1 つの例を図 5 A 中右側の水平配列において太枠で DH(i) として示す。 i は等位ビット列を構成するビットの、配列変換前の振幅ビット列におけるビット位置を示す。以上のビット配列変換ではビット列を構成する各ビットの内容は全く変わらない。

なお各誤差信号サンプルが 2 の補数で正負の整数で表現されている場合のサンプル列のビット配列変換を行う場合は、例えば図 5 B に 1 フレーム分の振幅ビット列を示すように、サンプルの絶対値の最大値を表現する桁より上位の桁の部分（図 5 B 中の部分 HBP で示す）は、振幅ビット列が正の値であれば、全て“0”となり、負の値であれば全て“1”となる。それ以外の部分 LBP の桁数が有効桁数 F_e として図 4 の有効桁数検出部 18E5 で検出される。この有効桁部分 LBP とこれ 25 と隣接したビット位置（桁）、つまり極性符号についてのみ、等位ビット列への変換を行えばよい。

伝送記録単位分割部 18 B で、各等位ビット列 DH(i) ごとに又は互いに隣接する複数の等位ビット列 DH(i) ごとに伝送記録単位データに分割する。この場合、 1 フレーム中において、伝送記録単位データとして 1 つの等位ビット列で構成さ

れるものと複数の等位ビット列で構成されるものとが混在してもよい。このように分割された各伝送記録単位データは可逆圧縮部 18C で可逆圧縮符号化され、誤差データ符号 I_{ne} として補助符号付加部 18D に与える。

出力部 19 は、例えば図 5C に示すようにその伝送記録単位データの誤差符号をペイロード PYL に格納し、そのペイロード PYL にヘッダ HD を付加する。ヘッダ HD は例えばフレーム番号とフレーム内の伝送記録単位データの番号（出力順の番号）よりなるパケット番号 PKTN と、必要に応じてそのパケットの優先度 PRI0 及びデータ長 DTL が設けられ、復号側で各フレームごとに誤差信号サンプル列を再構成できるようにされる。

データ長 DTL は伝送記録単位データ（ペイロード）PYL のデータ長が固定であれば必要ないが、可逆圧縮部 18C で圧縮された場合などはデータ長がパケットにより異なるため必要となる。更に一般にはパケット全体に誤りが生じているか否かを検出するための CRC 符号などの誤り検出符号 ED が最後に付加されて 1 つのパケット PKT が構成される。主符号 I_m 及び従符号 I_e についても同様にしてパケット化を行い、これら誤差符号 P_e 、主符号 I_m 及び従符号 I_e のパケット PKT は順次出力端子 21 に出力される。

パケット PKT に優先順位がつけられる場合は、MSB 側に近い対応伝送記録単位データを含むもの程高い優先度を与える。優先度は例えば 2 ~ 5 段階程度に設定される。極性符号の等位ビット列に最も高い優先度を与え、次に主符号 I_m を表すビット列、従符号 I_e を表わすビット列の順に優先度を与える。

図 4 の説明に戻って、有効桁数検出部 18E5 で検出した有効桁数 Fe が補助情報符号化部 18F で符号化されて送出される。図 4 の例では更に、フレームごとに誤差信号のサンプル列からスペクトル包絡算出部 18E4 でスペクトル包絡を表現するパラメータ列 LPC が、例えば線形予測分析により線形予測係数として求められ、またパワー算出部 18E1 でフレームごとの誤差信号の平均パワー PW が算出される。あるいはスペクトル包絡算出部 18E4 で求めた線形予測係数列に基づき構成した逆フィルタ 18E2 に誤差信号を入力してそのスペクトル包絡で正規化することにより平坦化処理し、その平坦化された信号の平均パワーがパワー算出部 18E3 で求められる。これら線形予測係数 LPC 及び平均パワー PW も補助情報符号

化部 18 Fにより、例えば30～50ビット/秒程度の低ビットで量子化し、それらの量子化値を代表する符号を補助符号 Inx として出力する。この有効桁数 Fe、スペクトル包絡のパラメータ列 LPC、平均パワー PW を符号化した補助符号 Inx は出力部 19 へ供給され、各フレームの代表パケット、例えば極性符号を含む伝送記録単位データが格納されたパケット内に付加され、あるいは独立したパケットとして出力される。

上述の配列変換・符号化部は、フレームごとにサンプルの最大有効桁数を検出して、その有効桁内のビットを配列変換する場合を説明したが、それよりも多少は効率が劣るが、有効桁を検出せず、サンプル列の最下位ビットから最上位ビットまでの全ビットをビット配列変換処理して符号化してもよい。

復号・配列逆変換部

前述の配列変換・符号化部 18 と対応する復号・配列逆変換部 45 の具体例を欠落補正部 58 の具体例とともに図 6 に示す。復号・配列逆変換部 45 は、分離部 45 A と、可逆伸張部 45 B と、伝送記録単位統合部 45 C と、ビット配列逆変換部 45 D とから構成されている。また、欠落補正部 58 は補助情報復号部 58 D と、スイッチ 58 A と、欠落情報補正部 58 B と、桁合わせ部 58 C とから構成されている。

入力部 42 で分離された誤差符号 Pe のパケットは分離部 45 Aにおいて誤差データ符号 Ine と、補助符号 Inx とに分離される。誤差データ符号 Ine は可逆伸張部 45 B へ供給され、補助符号 Inx は欠落補正部 58 の補助情報復号部 58 D へ供給される。補助情報復号部 58 D は当該フレームの有効桁数 Fe、スペクトル包絡を表すパラメータ列 LPC 及び平均パワー PW を示す符号を復号し、有効桁数 Fe を桁合わせ部 58 C へ供給し、スペクトル包絡パラメータ列 LPC 及び平均パワー PW を欠落情報補正部 58 B へ供給する。

誤差データ符号 Ine は可逆伸張部 45 B で可逆復号され、得られた伝送記録単位の誤差データは伝送記録単位統合部 45 C でそのパケット番号に基づき、複数のパケットから 1 フレーム分の誤差データが、例えば図 5 A の右側の等位ビット列の配列に示すように統合される。この統合された等位ビット列はビット配列逆変換部 45 D で振幅ビット列、つまりサンプル列（波形）に変換される。この際、

各サンプルが極性符号と絶対値で表現したものから伝送記録単位データが作られたものである場合はビット配列逆変換部 45D で、図 5A で説明したビット配列変換と逆に図 5 の右側に示す等位ビット列を図 5A の左側に示すように振幅ビット列に配列変換して誤差信号サンプル列として出力する。この配列逆変換は、伝送記憶単位統合部 45C からのそれぞれの誤差データ等位ビット列中の、符号化装置 10 における同一サンプルに属するビットを抽出して一サンプルの振幅ビット列を構成することである。

- なお、伝送記録単位データが、2 の補数表現された振幅ビット列から等位ビット列に直接配列変換したものに基づくものである場合は、図 5Bにおいて右側に示す等位ビット列の配列を左側に示す振幅ビット列の配列に変換するが、その処理は上述の極性値と絶対値から構成されたサンプルの場合の配列逆変換と同じである。ビット配列逆変換部 45D からの誤差信号サンプルは桁合わせ部 58C に与えられる。桁合わせ部 58C では各振幅ビット列に対し、復号有効桁数 Fe に応じた桁合せをする。つまり本来の振幅ビット列のビット数（桁数）になるように、15 その振幅ビット列の上位に図 5A の桁部分 HBP に対応して“0”を加える。サンプルが 2 の補数で表現されている場合は、例えば図 5B における桁部分 HBP に対し、極性符号が正であれば“0”を、負であれば“1”を付け加える。このようにして桁合せされた振幅ビット列は、再生誤差信号サンプル列（即ち復号誤差信号サンプル列）として出力される。
- 20 パケット欠落が生じている場合は、受信されたパケットのパケット番号から欠落パケット番号が欠落検出部 49 で検出され、これによりスイッチ 58A が切替えられてビット配列逆変換部 45D よりの振幅ビット列は桁合わせ部 58C へ直接供給されることなく、欠落情報補正部 58B へ供給され、欠落情報に対する補正が振幅ビット列（サンプル）に対し行われて、その後、桁合わせ部 58C へ供給される。

25 欠落情報補正部 58B における補正は既知の情報から欠落した情報を推定して行う。一部のパケット、通常優先度の低い LSB 側のビットのパケットが欠落した場合、その欠落部分に対応する数値が確定できないので小さい数値、例えば 0 か、その欠落部分のとり得る最小値と最大値の中央値を使って波形を再生せざる

を得ない。この場合MSB側の確定したビット数の精度は保てるが、聴覚的ひずみは大きい。この理由は原音のスペクトルは低域にエネルギーが偏る場合が多く、これに対してビットの欠落によるひずみ成分は平坦に近いスペクトル形状となるので、その高域成分が原音より大きく、再生すると受聴者は雑音として聞こえてしまう。⁵そこで不確定の成分のスペクトルが平均的なスペクトルまたはフレーム毎に確定したスペクトルに近似するように不確定な波形の値を補正する。これにより、補正後の歪み成分のスペクトルは高域成分が小さくなり、ひずみが原音にマスクされて品質が改善される。

つまり、過去の数フレームの平均的スペクトル、又は後で述べるように補助情報の復号結果として得られたそのフレームにおける確定したスペクトルに、当該フレームの欠落情報以外の情報から得られるスペクトルが近似するように、欠落情報に対する補正を行う。この補正の好ましい手法は後で述べる。簡単な補正法としては、欠落情報補正部^{5 8 B}でその入力再生サンプル列を低域通過フィルタに通して平滑化して高域の雑音成分を除去すればよい。その低域通過フィルタの遮断特性は、原信号のスペクトル形状（包絡）が予め知られていれば、その特性に応じてカットオフ周波数より高域成分を減衰させるように選定する。あるいは、前述のように平均的なスペクトルを求め又はフレームごとの確定したスペクトルの形状に合せて遮断特性を適応的に変更してもよい。

このように復号・配列逆変換部^{4 5}でパケット欠落にもとづく情報欠落を補正²⁰できるため、必要に応じてLSB側パケットを意図的に送らず、符号化圧縮効率を大としても、復号・配列逆変換部^{4 5}で可逆復号が可能となる、あるいは聴感上問題にならない程度の誤差を持った再生を行うことができる。

あるいは欠落情報（ビット）のとり得る値の総ての組み合せを、各サンプル値に加算し、補正サンプル列（波形）の候補を作り、これら候補のスペクトル包絡²⁵を求め、そのスペクトル包絡が補助情報の復号スペクトル包絡と最も近いものと対応する補正サンプル列（波形）候補を、補正サンプル列として桁合せ部^{5 8 C}へ出力する。なお図4、図6において可逆圧縮部^{1 8 C}、可逆伸張部^{4 5 B}を省略してもよい。

上述の復号・配列逆変換部の説明は、符号化装置^{1 0}側でサンプルの有効桁を

検出して有効桁内のビットを配列変換した場合に対応した処理について説明したが、符号化装置 10 で有効桁を検出せず、サンプル列の全ビットを配列変換する場合は、復号化装置 40 において桁合わせは不要となる。

補助情報による補正

- 5 欠落情報のとり得る値の総ての組み合せを用いて補正サンプル列の候補を作る場合、欠落情報（ビット）が多くなると、補正サンプル列（波形）候補が著しく多くなることにより処理量が増大し、非現実的になるおそれがある。このような問題がないようにする欠落情報補正部 58B の処理、及びその機能構成について以下に説明する。
- 10 図 7 にその処理手順の一例を、図 8 に機能構成の一例をそれぞれ示す。まず暫定波形生成部 58B1 に配列変換部 45D から入力された確定しているビットのみを使ってフレーム内の暫定波形（暫定的なサンプル列）を再生する（S1）。この暫定波形の再生は欠落しているビットは例えば 0 に固定するか、欠落ビットが取り得る最小値と最大値の中間値とする。例えば下位 4 ビットが欠落しているとすると、0～15までのレベルのどれかが正しい値であるが、仮に 8 または 7 に設定する。
- 15

次にこの暫定波形のスペクトル包絡をスペクトル包絡算出部 58B2 で計算する（S2）。例えば音声分析で使われている全極型の線形予測分析を暫定波形に対し行えばスペクトル包絡を推定できる。誤差計算部 58B3 で、この推定したスペクトル包絡と補助情報として送られた原音のスペクトル包絡、つまり補助情報復号部 58D で復号されたスペクトル包絡とを比較して誤差が求め決めた許容範囲内であればスイッチ SW1 を制御して暫定波形を補正された再生誤差信号として出力する（S3）。

ステップ S3 において、推定スペクトル包絡形状と復号スペクトル包絡波形状との誤差が許容範囲より大きいときには、まず推定したスペクトル包絡の逆特性を暫定波形に与える（S4）。具体的にはステップ S2 で求めたスペクトル包絡を表すパラメータを例えば全極型の線形予測の逆フィルタ（全零型）58B4 に設定し、暫定波形生成部 58B1 からスイッチ SW2 を通して与えられた暫定波形を逆フィルタ 58B4 に通することで暫定波形のスペクトルを平坦化して平坦化信号を得

る。この平坦化信号の平均パワーをパワー計算部 58B5 で計算し、この平均パワーと、補助情報復号部 58D からの復号された平均パワー PW (図 4 における平坦化パワー算出部 18E1 の出力) とから補正量を補正量計算部 58B6 で計算し、例えば両者の比又は差をとり、その補正量により、パワー補正部 58B7 で逆フィルタ 58B4 の出力パワー値に対し振幅補正を行う。つまり、逆フィルタ 58B4 の出力に対し補正量を乗算又は加算して、パワー補正部 58B7 の出力パワー値を復号パワー値に合せる (S 5)。

次にこの振幅補正された平坦化信号に対して補助情報のスペクトル包絡の特性を与えてスペクトル包絡を補正する (S 6)。すなわち補助情報の復号スペクトル包絡を表わすパラメータ LPC を用いた全極型の合成フィルタ 58B8 にパワー補正部 58B7 の出力を通してスペクトル補正波形を作る。この結果の波形のスペクトル包絡は原誤差信号に近いものになる。

ただしこのスペクトル補正波形はすでに確定している桁のビットと矛盾する可能性があるので、正しい値に修正部 58B9 で修正する (S 7)。例えば 16 ビット精度の振幅の値のうち、下位 4 ビットが不明である場合、各サンプルのとりうる値には 16 の範囲の不確定があるが、スペクトル補正波形と最も近い値に修正する。つまり各サンプルにおいて補正したサンプル値がとり得る範囲から外れた場合はとり得る範囲の限界値に修正する。たとえば上位 12 ビットの補正サンプル値が正しい 12 ビットのサンプル値より大きければ、補正サンプル値の上位 1 2 ビットを正しいサンプル値に修正して補正サンプル値の下位 4 ビットを全て "1" (上限) にし、小さければ全て "0" (下限) にする。この修正で振幅値の確定しているビットはすべて一致して同時にスペクトル包絡も原誤差信号に近い波形が再生できる。

この修正波形をステップ S 1 の暫定波形としてステップ S 2 以後の処理を繰り返すことができる。なお復号有効桁数がフレーム毎に異なる場合で、スペクトル包絡算出部 58B2 の線形予測分析、逆フィルタ 58B4、合成フィルタ 58B8 の各処理の対象となるサンプルが現在のフレームと過去のフレームにまたがる場合がある。この場合には処理の対象は現在のフレームであっても、一つ過去のフレームの有効桁数を現在のフレームの有効桁数をそろえたうえで分析やフィルタ処理を

行う必要がある。一つ過去のフレームの有効桁数が現在のフレームの有効桁数より N 桁小さい場合には、一つ過去のフレームのサンプルを例えば N 桁下位にシフトさせて振幅値を縮小させてその有効桁数を現在のフレームの有効桁数に合わせる。逆に一つ過去のフレームの有効桁数が現在のフレームの有効桁数より M 桁大きい場合には、過去のフレームのサンプルを例えば浮動小数点表示などで一時的に M 桁上位にシフトして振幅値を拡大させてその有効桁数を現在のフレームの有効桁数に合わせる。この場合、上位シフトによりレジスタから溢れ出て情報の欠落が大きいときにはその過去のフレームのサンプルの振幅値の精度が落ちているので、過去のフレームのサンプルを使わない、あるいは現在のフレームのサンプルに対する補正処理を省略してもよい。

このような有効桁数の補正是図 7 中に破線で示すように、ステップ S 2 の分析処理に必要な場合はその前に、前述した有効桁数補正を行い (S 2') 、ステップ S 4 の逆フィルタ処理に必要な場合は、その前に有効桁数補正を行い (S 4') 、ステップ S 6 の合成フィルタ処理に必要な場合は、その前に有効桁数補正を行う (S 6') 。また図 8において、スペクトル包絡算出部 58B2、逆フィルタ 58B4、合成フィルタ 58B8 中の過去のフレームのサンプルを必要とするものに對しては破線で示すように補助情報復号部 58D から復号された有効桁数 Fe も供給され、これらスペクトル包絡算出部 58B2、逆フィルタ 58B4、合成フィルタ 58B8 において、過去のフレームのサンプルに対する有効桁数を現在フレームの有効桁数に合せる処理を行った後、その本来の処理を行うようにされる。

なお波形（サンプル値）は整数値が前提であるが、フィルタ計算では実数扱いとなり、フィルタの出力値の整数化が必要になる。合成フィルタの場合にはサンプルごとに整数化するか、フレーム毎にあとで一括して整数化するかで結果は異なるが、どちらも可能である。

図 7 及び図 8 中に破線で示すように、ステップ S 4 で暫定波形を平坦化した後、まずこの平坦化された暫定波形（平坦化信号）を合成フィルタ 58B8 へ通して、スペクトル包絡補正した再構成サンプル系列（波形）を得 (S 5') 、そのスペクトル包絡補正された波形に対しパワー補正部 58B7' で振幅補正をして (S 7') ステップ S 7 に移るようにしてもよい。この場合は、合成フィルタ 58B8 よりの

スペクトル包絡補正された波形の平均パワーがパワー計算部 58B5' で計算され、この平均パワーと、補助情報の復号パワーPW（図4中のパワー計算部 18Eの出力に対応）とにより補正量計算部 58B6' で補正量が求められ、その補正量により合成フィルタ 58B8 の出力に対してパワー補正部 58B7' で振幅補正が行われる。

5 図7に示した処理中のステップS3の後、ステップS2において推定したスペクトル包絡の逆フィルタ 58B4 と、補助情報の復号スペクトル包絡の合成フィルタ 58B8 とを組み合わせたひとつの合成フィルタ 58B8' のフィルタ係数を合成スペクトル包絡計算部 58B10 で計算し、その係数を設定した合成フィルタ 58B8' に暫定波形を通してスペクトル包絡を補正した波形を合成し、そのスペクトル包絡が補正された波形に対し振幅補正を行ってもよい。また符号化装置10におけるビット配列変換部 18A が図5A及び5Bで示した有効桁数 Fe を検出せず、全振幅ビット列を等位ビット列に配列変換する場合は、有効桁数検出部 18E5 と、それに関連する復号化装置40における桁合せ部 58C を省略してもよい。更に必ずしも伝送記録単位に分割しなくてもよく、パケット化しなくてもよい。パケット化する場合は第1～第3実施例における主符号 Im、従符号 Ie、その他の符号もパケット化する。

20 なおこの明細書においては情報量を調整するために意図的に1フレーム中のパケットを除去したために、復号化器において1フレーム中のパケットが全て入力されない場合、あるいは通信網のトラヒック輻輳による交換局などで一部パケットを送出しないために基づく、又は伝送路障害、記録再生装置の異常などに基づくパケット欠落の場合、あるいは入力されたパケット中に誤りがあり、その伝送記録単位データを解読できず、使用することができない場合、またあるパケットが異常に遅延した場合などを総称してパケット欠落と記す。

25 以上説明した第1及び第2実施例によれば原ディジタル信号をそのサンプリング周波数を変換して符号化し、誤差信号は原信号のサンプリング周波数として少くとも等位ビット列として出力するため各種要求に応じた品質の信号を再生することができる。

第3実施例

前述の図1、2及び3の実施例では、配列変換・符号化部18において誤差算

出部 17 又は 26 からの誤差信号を配列変換・符号化した例を説明したが、誤差信号の予測誤差を配列変換・符号化してもよい。その例を図 1 の符号化装置 10 に適用した構成と、それに対応する復号化装置 40 の構成を図 9 に示す。

この構成は図 1 の符号化装置 10 における誤差算出部 17 と配列変換・符号化部 18 との間に予測誤差生成部 31 を設け、復号化装置 40 における復号・配列逆変換部 45 と加算部 46 との間に予測合成部 56 を設けた構成であり、その他の部分の構成は図 1 の場合と同様である。

予測誤差生成部 31 は例えば図 10A に示すように、予測分析部 31A と、サンプルレジスタ 31B と、線形予測部 31C と、整数化部 31D と、減算部 31E とから構成されている。例えば誤差算出部 17 よりの直前の過去の誤差信号の複数サンプルがサンプルレジスタ 31B より線形予測部 31C へ供給され、これらサンプルに対し、予測分析部 31A よりのスペクトル包絡パラメータ列に基づく線形予測係数 LPC が畳み込み演算されて線形予測値が求められる。この線形予測値は整数化部 31D で整数值とされ、整数の予測値と誤差算出部 17 からの誤差信号の現サンプルとの差が減算部 31E で求められて、予測誤差信号 Spe が得られ、この予測誤差信号 Spe は配列変換・符号化部 18 に入力される。

あるいは図 10B に示すように、予測誤差生成部 31 を予測分析部 31A と線形予測部 31C と、整数化部 31D と、減算部 31E とにより構成し、誤差算出部 17 からの誤差信号を予測分析部 31A で線形予測分析してその予測係数 LPC を求め、線形予測部 31C でその予測係数 LPC と誤差信号の対応するサンプルを畳み込み演算して予測信号を得る。その予測信号を整数化部 31D で整数化し、減算器 31E により整数化予測信号と入力誤差信号との差を予測誤差信号 Spe として求める。得られた予測誤差信号 Spe は配列変換・符号化部 18 に与えられる。また、予測分析部 31A で求められた予測係数 LPC の量子化値に対応する係数符号 Ic を図 9 の破線で示すように出力部 19 に与える。

上述した各実施例において符号化装置 10、復号化装置 40 はそれぞれコンピュータにより符号化プログラム、復号化プログラムを実行させて機能させることもできる。これらの場合は、そのコンピュータのプログラムメモリに、可逆符号化プログラム、可逆復号化プログラムを、CD-ROM、可撓性磁気ディスクな

どから、又は通信回線を通じてダウンロードして利用することになる。

このようにして得られた予測誤差信号 Spe は配列変換・符号化部 1 8において前述したと同様にビットの配列変換を行い、符号化して誤差符号 Pe を生成し、出力部 1 9に与える。出力部 1 9は誤差符号 Pe を主符号 Im 及び必要に応じて係

5 数符号 Ic をパケット化し、出力端子 2 1より出力する。

復号化装置 4 0においては入力部 4 2よりの分離された誤差符号 Pe は復号・配列逆変換部 4 5で復号化され、等位ビット列が得られ、それら等位ビット列の 1 フレーム分が振幅ビット列に配列変換され、予測誤差信号が再生される。この予測誤差信号から予測合成部 5 6 で予測合成により誤差信号が再生される。この予測合成部 5 6 は符号化装置 1 0 の予測誤差生成部 3 1 の構成と対応したものとされる。すなわち予測誤差生成部 3 1 が図 1 0 A に示した構成をとる場合の復号化装置 4 0における予測合成部 5 6 は、例えば図 1 1 A に示すように、線形予測部 5 6 A と、加算部 5 6 B と、予測分析部 5 6 C と、整数化部 5 6 D とから構成されている。

15 線形予測部 5 6 A で生成した予測信号と加算部 5 6 B よりの再生誤差信号との誤差のパワーが最小になるように予測分析部 5 6 C により予測係数が決定され、その予測係数が線形予測部 5 6 A で加算部 5 6 B よりの過去の複数の再生誤差信号サンプルに対し畳み込み演算されて予測信号が予測信号生成部 5 6 A より出力される。この予測信号は整数化部 5 6 D で整数值とされ、この整数值の予測信号と復号・配列逆変換部 4 5 よりの予測誤差信号とが加算部 5 6 B で加算されて誤差信号が再生出力される。

20 符号化装置 1 0 の予測誤差生成部 3 1 が図 1 0 B に示した構成の場合の復号化装置 4 0における予測誤差生成部 5 6 は、例えば図 1 1 B に示すように、予測信号生成部 5 6 A と、加算部 5 6 B と、整数化部 5 6 D と、係数復号部 5 6 E とか

ら構成されている。

25 入力部 4 2 で分離された係数符号 Ic が係数復号部 5 6 E で復号され、この復号により得られた線形予測係数が予測信号生成部 5 6 A において復号・配列逆変換部 4 5 よりの予測誤差信号に対し畳み込み演算されることにより予測信号を生成し、得られた予測信号は整数化部 5 6 D で整数值とされこの整数值の予測信号

と復号・配列逆変換部 4 5 よりの予測誤差信号とが加算部 5 6 B で加算されて誤差信号が出力される。

このようにして再生した誤差信号のサンプリング周波数は第 1 サンプリング周波数 F_1 であり、この誤差信号とアップサンプリング部 4 4 よりの第 1 サンプリ

5 ッング周波数 F_1 の復号信号とが加算部 4 6 で加算されてディジタル信号が再生され、フレーム合成部 4 7 へ供給される。フレーム合成部 4 7 では順次フレームごとに再生されたディジタル信号をつなぎ合わせて出力端子 4 8 へ出力する。

この構成によれば例えば入力端子 1 1 に入力されるディジタル信号のサンプリ

10 ッング周波数 F_1 が 96kHz の音楽信号の場合、復号化装置 4 0 に主符号 I_m 、パケッ

ト P_e 、場合によっては係数符号 P_c のすべての情報が入力される場合はサンプリ

15 ッング周波数が 96kHz のディジタル信号として原信号に忠実なものを再生するこ

とができる。利用者によっては例えばサンプリング周波数が 48kHz の信号で十分と

する場合はダウンサンプリング部 1 3 においてサンプリング周波数を 2 分の 1 とし、その時の主符号 I_m を提供すれば高い圧縮率の符号として供給するこ

15 とができる。つまり符号化効率を高くすることができる。この場合、復号化装置 4 0 で

は復号部 4 3 よりの第 2 サンプリング周波数の復号信号を再生ディジタル信号と

してフレーム合成部 4 7 へ供給すればよい。

このように利用者の要求に応じた品質の符号化信号を提供できる。しかしダウンサンプリング部 1 3 で高域成分が除去されており、従って誤差算出部 1 7 よりの誤差信号は比較的大きなものであり、この誤差信号をそのまま配列変換・符号化部 1 8 へ供給して符号化するとその情報量が多いものとなる。しかし図 9 に示した第 3 実施例では誤差信号の予測誤差信号を生成し、これを配列変換・符号化部 1 8 へ供給しているため、かなり少ない情報量で誤差信号の成分を出力するこ

とができる。

25 誤差算出部 1 7 よりのサンプリング周波数 F_1 の誤差信号は、入力信号をダウンサンプリング部 1 3 でダウンサンプリングして周波数 $F_1/4$ よりも高い成分を

除去した信号を、アップサンプリング部 1 6 でもとのサンプリング周波数 F_1 にアップサンプリングし、原入力信号から減算して生成される。その結果、低域成

分が除去され、高域成分が残り、例えば図 1 2 A に示すような高域成分が大きな

スペクトル形状となる。なお、サンプリング周波数 F_1 の誤差信号の帯域は $F_1/2$ としている。そこで図 9 中に破線で示すように誤差算出部 1 7 の出力側に周波数軸反転部 3 2 を挿入して周波数 $F_1/4$ を中心に周波数軸を反転して、例えば図 1 2 B に示すように低域成分が大きな誤差となるようとする。この周波数軸反転を 5 時間領域で行うには、誤差信号のサンプルに、+1, -1 と交互に極性反転する系列をかけねばよい。このように周波数軸反転された誤差信号を予測誤差生成部 3 1 へ供給する。

上記周波数軸反転においては反転対象となる誤差信号 $e(t)$ の各サンプル振幅値に対して $(-1)^n$ (n はサンプル番号を示す整数值) を乗ずる。そのために、10 サンプルごとの振幅値の正負符号を反転すればよい。その場合、周波数領域係数 $E(f)$ (f は周波数) が周波数軸上で反転して $E(F_1/2 - f)$ となる。ここで、 F_1 は入力信号のサンプリング周波数である。ダウンサンプル後のサンプリング周波数が $F_1/2$ であり、非可逆符号化の対象とする周波数帯域が 0 から $F_1/4$ までであれば、誤差信号の高域 ($F_1/4$ から $F_1/2$) は非可逆圧縮の影響を受けないため、周 15 波数軸反転を受けた誤差信号成分は低域 (0 から $F_1/4$) が主となる。そのため、高域成分がランダム性に寄与しにくい低域成分に変換される。これを線形予測した予測誤差を可逆圧縮することにより圧縮効率が向上する。ここで可逆圧縮符号化による可逆圧縮符号を出力する。線形予測による線形予測係数は量子化して、対応する予測係数符号を出力する。

20 復号化装置 4 0においては破線で示すように予測合成部 5 6 の後段に周波数軸反転部 5 7 を挿入して上述の周波数軸反転部 3 2 と同じ手法で周波数軸の反転を時間領域で行い、例えば図 1 2 B に示した誤差信号スペクトルを図 1 2 A に示す誤差信号スペクトルに変換し、つまり符号化装置 1 0 の誤差算出部 1 7 よりの誤差信号と同様な誤差信号として加算部 4 6 へ供給する。

25 即ち、復号側においては入力した可逆圧縮符号 Pe を復号・配列逆変換部 4 5 で可逆復号して予測誤差 Spe を復号し、入力部 4 2 で分離した予測係数符号 Ic を係数復号部 5 6 E で対応する予測係数 LPC を再生する。予測誤差を再生した予測係数 LPC で線形予測して予測信号を求め、この予測信号を時間軸反転部 5 7 で反転して誤差信号を再生する。周波数軸反転においては、やはり反転対象となる

予測信号 $p(t)$ の各サンプル振幅値に対して $(-1)^n$ (n はサンプル番号を示す整数値) を乗ずる。そのために、1サンプルごとに振幅値の正負符号を反転すればよい。周波数領域係数 $P(f)$ (f は周波数) が周波数軸上で反転して $P(F_1/2 - f)$ となる。その場合、予測信号は低域 (0 から $F_1/4$) が主となるため、周波数軸反転によって得られた誤差信号は高域 ($F_1/4$ から $F_1/2$) が主となる。

このようにサンプリング周波数を高くした誤差信号を周波数軸反転して予測誤差信号を生成する場合は周波数軸反転を行わない場合よりも性能がよくなることが実験的に確認された。

第4実施例

図13にこの発明の第4実施例を示し、図9と対応する部分には同一参考番号を付けてある。図9と異なる点は符号化装置10においては予測誤差生成部31に供給する誤差信号をダウンサンプリング部33で第3サンプリング周波数 F_3 の誤差信号に変換し、つまりサンプリング周波数を低くして予測誤差生成部31に供給する点である。この第3サンプリング周波数 F_3 は第2サンプリング周波数 F_2 と等しくすることが望ましい。この場合ダウンサンプリング部33に供給する誤差信号は周波数軸反転部32で周波数軸反転して供給する。

予測誤差生成部31においては例えば図10Bに示したように入力されたダウンサンプリング部33よりの誤差信号を予測分析部31Fで線形予測分析し、その線形予測係数を用いてダウンサンプリング部33よりの誤差信号を予測信号生成部31Cで処理して得られた予測信号を整数化部31Dで整数值とする。この場合はさらにその整数とされた予測信号をアップサンプリング部31Fで第1サンプリング周波数 F_1 の予測信号に変換し、その第1サンプリング周波数 F_1 の予測信号と周波数軸反転部32からの誤差信号との差が減算部31Eでとられて、予測誤差信号として配列変換・符号化部18へ供給される。

復号化装置40においては予測合成部56の構成が変更され、復号・配列逆変換部45よりの第1サンプリング周波数 F_1 の再生予測誤差信号はダウンサンプリング部56Fで第3サンプリング周波数 F_3 の予測誤差信号に変換され、この信号は係数復号部56Eで復号された線形予測係数と予測信号生成部56Aで畳み込み演算されて予測信号が生成され、これが整数化部56Dで整数值とされる。

この整数の予測信号はアップサンプリング部 5 6 G で第 1 サンプリング周波数 F_1 の予測信号に変換され、加算部 5 6 B で復号・配列逆変換部 4 5 よりの再生予測誤差と加算されて誤差信号とされる。この誤差信号は周波数軸反転部 5 7 で周波数軸反転されて加算部 4 6 へ供給される。

5 符号化装置 1 0 の予測誤差生成部 3 1 としては図 1 0 A に示したもの用いてもよく、その場合は、アップサンプリング部 3 1 F が整数化部 3 1 D の出力側に設けられることは当然のことである。またこの変更を行った場合は復号化装置 4 0 の予測合成部 5 6 は図 1 1 A に示す構成を用い、かつこれにダウンサンプリング部 5 6 F が予測信号生成部 5 6 A の信号入力側に設けられ、アップサンプリング部 5 6 G が整数化部 5 6 D の出力側に設けられることになる。

10 このように予測誤差信号の生成を誤差信号のサンプリング周波数を低くして行うことにより、誤差信号は低域成分つまり図 1 2 B に示した誤差信号中の主としてレベルの大きな成分のみとなり、この帯域の狭い信号の予測誤差信号を作るため、それだけ演算処理量が少なくあるいは求めた予測信号の精度は高いものとなる。

15 上述した各実施例において符号化装置 1 0 、復号化装置 4 0 はそれぞれコンピュータにより符号化プログラム、復号化プログラムを実行させて機能させることもできる。これらの場合は、そのコンピュータのプログラムメモリに、可逆符号化プログラム、可逆復号化プログラムを、CD-ROM、可撓性磁気ディスクなどから、又は通信回線を通じてダウンロードして利用することになる。

20 以上述べたようにこの発明の第 3 及び第 4 実施例によれば、主符号 I_m を正しく復号できかつ正しく誤差信号を再生できればサンプリング周波数の高い高帯域の高品質な信号を再生することができ、誤差信号が得られなかつたり、良好に再生することができない場合でも、主符号の復号により、比較的高い品質の信号を再生することが出来る。利用者によってはそれほど高品質の信号を要求しない場合は主符号 I_m のみを提供することによって符号化効率を向上させることができる。しかも超高品质の信号を要求する利用者には誤差信号をも提供することにより、要求を満たすことができるが、その際に誤差信号を予測誤差信号として提供することにより符号化効率を高くすることができる。

第5実施例

2次元階層化

前述した第1から第4実施例では、入力ディジタル信号をそれより低いサンプリング周波数にダウンサンプリングした信号の符号（主符号 I_m ）と、その符号

5 化による原音信号との誤差を表す、原音信号と同じサンプリング周波数の誤差符号 P_e を出力し、利用者は必要とする品質に応じて主符号 I_m のみを復号に使用するか、主符号 I_m と誤差符号 P_e の両方を復号に使用するかを選択可能にした例を示した。即ち、これらの実施例は、符号化する信号としては2階層化されたサンプリング周波数の信号を使用した場合を示す。

10 以下この第5実施例では、信号を、そのサンプルのM種類の振幅分解能（振幅語長あるいは量子化精度とも呼び、ビット数で表す）と、N種類のサンプリング周波数（サンプリングレート）との組み合せで $M \times N$ の2次元階層化し、全ての階層のデジタル信号の符号化及び生成を可能とする。このデジタル信号の2次元的階層符号化の場合の符号化デジタル信号の組み合せ例を図14Aに示す。

15 この例では $M = 3$ 種類の振幅語長 16ビット、20ビット、24ビットと、 $N = 3$ 種類のサンプリング周波数 48kHz, 96kHz, 192kHz により 3×3 階層化した場合を示す。図14Aにおいてサンプルワードの最上位ビット MSB を基準として下方向に振幅語長（ビット数）を示し、横方向にサンプリング周波数を示している。

20 図14Bに示すように振幅語長が 24ビットのデジタル信号中の下位 8 ビットを除いた上位 16 ビットについて、サンプリング周波数が 48kHz で符号化した符号 A と、符号 A により符号化された成分以上の周波数成分についてサンプリング周波数 96kHz で符号化した符号 B と、更に符号 B により符号化された成分以上の周波数成分についてサンプリング周波数 192kHz で符号化した符号 C とに階層化される。

25 16ビット語長に対し更に下位 4 ビットが付加された 20 ビット語長の信号については、その下位 4 ビットの成分、つまり 20 ビット語長信号から 16 ビット語長成分を差し引いた残差成分について、サンプリング周波数 48kHz、96kHz と 192kHz の残差信号をそれぞれ符号化した符号 D, E, F に階層化する。20 ビット語長に対し更に下位 4 ビットが付加された 24 ビット語長信号については、

その下位 4 ビットの成分、つまり 24 ビット語長信号から 20 ビット語長成分を差し引いた残差成分について、サンプリング周波数 48kHz、96kHz、192kHz の残差信号をそれぞれ符号化した符号 G、H と I に階層化する。つまり 16 ビット以上の語長の信号に対し、符号の階層化は各サンプリング周波数ごとに行う。

5 このように振幅語長（振幅分解能、量子化精度）とサンプリング周波数との二
次元階層的 9 種類の符号化条件により符号化された符号 A～I を用いることによ
り、3 種類の振幅語長と 3 種類のサンプリング周波数の組み合せの全てである 9
種類のデジタル信号を出力することができる。一般に、M 種類の振幅語長と N
種類のサンプリング周波数の組み合わせにより $M \times N$ 種類に階層化されたデジ
10 タル信号を生成することができる。つまり各サンプリング周波数と振幅語長との
各組み合せについて図 15 に示す符号を用いればよい。例えば、サンプリング周
波数 96kHz、振幅語長 24 ビットの場合、符号 A と B と E と H を用いればよい。

次にこれら符号 A～I を作る符号化方法を図 16 に示す機能構成を参照して説
明する。以下の実施例の説明においては、M 種類の振幅分解能に対し、分解能が
15 低いものから順に第 1、第 2、…、第 M 振幅分解能と呼び、それらのうちの任意
の 1 つを第 m 振幅分解能と呼ぶ。m は $1 \leq m \leq N$ の範囲の整数である。同様に、
N 種類のサンプリング周波数に対し、周波数が低いものから順に第 1、第 2、…、
第 N サンプリング周波数と呼ぶ。n は $1 \leq n \leq N$ の範囲の整数である。更に、第
m 振幅分解能で、第 n サンプリング周波数のデジタル信号を第 m, n デジタル
20 信号と呼ぶ。

符号 A～I を作るに必要とするサンプリング周波数と振幅語長の組み合せのそ
れぞれ原音の第 m, n デジタル信号 $S_{m, n}$ が第 m, n 音源 $60_{m, n}$ に格納されていると
する $m=1, 2, 3$ であり、第 m 振幅語長（量子化精度）と対応し、この例では $m=1$
は 16 ビット、 $m=2$ は 20 ビット、 $m=3$ は 24 ビットの場合であり、 $n=1, 2, 3$
25 であり、第 n サンプリング周波数（サンプリングレート）と対応し、この例では
 $n=1$ は 48kHz、 $n=2$ は 96kHz、 $n=3$ は 192kHz である。

ある条件のデジタル信号が用意されていない場合は、その上位のデジタル
信号から作成する。少くとも第 3, 3 デジタル信号 $S_{3, 3}$ 、つまり振幅語長が 24
ビット、サンプリング周波数が 192kHz のデジタル信号音源 $60_{3, 3}$ が用意され、

この第 3,3 ディジタル信号 $S_{3,3}$ から、ダウンサンプリングや下位ビット（この例では下位 4 ビット又は 8 ビット）の切り捨てなどにより、他の音源 $60_{n,n}$ ($m \neq 3, n \neq 3$) のディジタル信号を生成する。

第 1,1 音源 $60_{1,1}$ よりの第 1,1 ディジタル信号 $S_{1,1}$ は第 1,1 圧縮部 $61_{1,1}$ により

- 5 圧縮符号化され、第 1,1 符号 A が生成出力される。また第 1,1 ディジタル信号 $S_{1,1}$ は精度変換部 $62_{1,1}$ でその第 1 量子化精度がこれよりも高い第 2 量子化精度に精度変換される。例えば第 1,1 ディジタル信号 $S_{1,1}$ が符号絶対値表現の場合その下位に 0 が所定ビット数、この例では 4 ビット付加され、第 2,1 音源 $60_{2,1}$ の第 2,1 ディジタル信号 $S_{2,1}$ と同一量子化精度（同一振幅語長）の第 2,1 精度変換信号とされる。第 2,1 音源 $60_{2,1}$ よりの第 2,1 ディジタル信号 $S_{2,1}$ は第 2,1 減算部 $63_{2,1}$ でこの第 2,1 精度変換信号が減算され、第 2,1 誤差信号 $\Delta_{2,1}$ が生成され、この第 2,1 誤差信号 $\Delta_{2,1}$ が第 2,1 圧縮部 $61_{2,1}$ で圧縮符号化されて第 2,1 符号 D が生成出力される。

また第 1,1 ディジタル信号 $S_{1,1}$ は第 1,1 アップサンプリング部 $64_{1,1}$ により、

- 15 そのサンプリング周波数が第 1 サンプリング周波数より高い第 2 サンプリング周波数の第 1,2 アップサンプリング信号に変換生成される。この例ではサンプリング周波数が 48kHz から 96kHz に変換される場合であり、例えば図 17A に示すように第 1,1 ディジタル信号 $S_{1,1}$ の実線で示すサンプル列における各隣接サンプル間の真中に破線で示すサンプルが挿入される。これら破線で示すサンプルが、原信号を第 2 サンプリング周波数でサンプリングし、第 1 振幅語長のディジタル信号とした場合のサンプルになるべく近いものとなるようとする。例えば図 17B に示すように、第 1,1 ディジタル信号 $S_{1,1}$ をそのサンプリング周期で遅延部 D1, D2 により順次遅延し、これらの各入力サンプルと遅延部 D2 の出力サンプルにそれぞれ乗算部 641, 642, 643 で重み W1, W2, W3 を乗算し、これら乗算結果を加算部 644 で加算して挿入するサンプル US1 を得る。つまり第 1,1 ディジタル信号 $S_{1,1}$ に対し、例えば図 17B に示す補間フィルタにより線形補間を行って第 1,2 アップサンプリング信号 US1 を生成する。

第 1,2 音源 $60_{1,2}$ よりの第 1,2 ディジタル信号 $S_{1,2}$ は第 1,2 減算部 $63_{1,2}$ において第 1,2 アップサンプリング信号 US1 が差し引かれ、第 1,2 誤差信号 $\Delta_{1,2}$ が生成

される。この第 1, 2 誤差信号 $\Delta_{1,2}$ は第 1, 2 圧縮部 $61_{1,2}$ により圧縮符号化され、第 1, 2 符号 B が生成、出力される。

符号 E は、第 1, 2 音源 $60_{1,2}$ からの第 1, 2 ディジタル信号 $S_{1,2}$ の下位に 4 ビットの "0" を第 1, 2 精度変換部 $62_{1,2}$ により付加することで振幅語長が 20 ビットの
5 第 2, 2 精度変換信号を生成し、その第 2, 2 精度変換信号を第 2, 2 減算器 $63_{2,2}$ において第 2, 2 音源 $60_{2,2}$ からの第 2, 2 ディジタル信号 $S_{2,2}$ から減算して第 2, 2 誤差信号 $\Delta_{2,2}$ を生成し、その第 2, 2 誤差信号 $\Delta_{2,2}$ を第 2, 2 圧縮部 $61_{2,2}$ により圧縮符号化することにより得られる。

符号 H は、第 3, 2 音源 $60_{3,2}$ からの第 3, 2 ディジタル信号 $S_{3,2}$ と、第 2, 2 音源
10 60_{2,2} からの第 2, 2 ディジタル信号 $S_{2,2}$ を精度変換した信号との誤差信号 $\Delta_{3,2}$ を圧縮符号化して得られる。符号 C は、第 1, 3 音源 $60_{1,3}$ からの第 1, 3 ディジタル信号 $S_{3,1}$ と、第 1, 2 音源 $60_{1,2}$ からの第 1, 2 ディジタル信号 $S_{1,2}$ をアップサンプリングした信号 US_2 との誤差である第 1, 3 誤差信号 $\Delta_{1,3}$ を圧縮符号化して得られる。
15 符号 F は第 2, 3 音源 $60_{2,3}$ からの第 2, 3 ディジタル信号 $S_{2,3}$ と、第 1, 3 音源 $60_{1,3}$ からの第 1, 3 ディジタル信号 $S_{1,3}$ を精度変換した信号との誤差信号 $\Delta_{2,3}$ を圧縮符号化して得られる。符号 I は、同様に第 3, 3 音源 $60_{3,3}$ からの第 3, 3 ディジタル信号 $S_{3,3}$ と、第 2, 3 音源 $60_{2,3}$ からの第 2, 3 ディジタル信号 $S_{2,3}$ を精度変換した信号との誤差信号 $\Delta_{3,3}$ を圧縮符号化して得られる。

これら符号 A～I の生成を一般的に述べる。m=1 と n=1 の組み合せについてのみ、第 1, 1 音源 $60_{1,1}$ から第 1, 1 ディジタル信号 $S_{1,1}$ を第 1, 1 圧縮部 $61_{1,1}$ で圧縮符号化して、第 1, 1 符号 A を生成する。1≤m≤M-1, 1≤n≤N の範囲の m, n の組み合せについて、第 m, n ディジタル信号 $S_{m,n}$ を第 m 量子化精度より高い第 m+1 量子化精度の第 m+1, n 精度変換信号に第 m, n 精度変換部 $62_{m,n}$ で変換生成し、第
20 m+1, n 音源 $60_{m+1,n}$ よりの第 m+1, n ディジタル信号 $S_{m+1,n}$ から第 m+1, n 精度変換信号を第 m+1, n 減算部 $63_{m+1,n}$ で減算してその残りを第 m+1, n 誤差信号 $\Delta_{m+1,n}$ とし、
その第 m+1, n 誤差信号 $\Delta_{m+1,n}$ を第 m+1, n 圧縮部 $61_{m+1,n}$ で圧縮符号化して第 m+1, n 符号を生成する。

また m=1, 1≤n≤N-1 の範囲の m, n の組み合せについて、第 m, n ディジタル信号を第 n サンプリング周波数より高い第 n+1 サンプリング周波数に第 m, n アッ

サンプリング部 $64_{m,n}$ でアップサンプリングして第 $m, n+1$ アップサンプリング信号を生成し、第 $m, n+1$ 音源 $60_{m,n+1}$ よりの第 $m, n+1$ ディジタル信号から第 $m, n+1$ アップサンプリング信号を第 $m, n+1$ 減算部 $63_{m,n+1}$ で減算し、その残りを第 $m, n+1$ 誤差信号 $\Delta_{m,n+1}$ として得、この第 $m, n+1$ 誤差信号 $\Delta_{m,n+1}$ を第 $m, n+1$ 圧縮部 $61_{m,n+1}$

5 で圧縮符号化して、第 $m, n+1$ 符号を生成する。

第 $1, 1$ ディジタル信号 $S_{1,1}$ はエネルギーの偏りが大きいので、第 $1, 1$ 圧縮部 $61_{1,1}$ としては予測符号化や変換符号化、あるいは高圧縮の符号化と組み合せた圧縮符号化が可能である。その具体的な例として、変圧縮が可能な可逆圧縮符号化器の例を図 $18A$ に示す。この技術は例えば日本国特許出願公開 2001-144847 に示されている。

図 $18A$ に示すように、符号化器 61 では、入力ディジタル信号の時系列が、フレーム分割部 $61A$ で、例えば 1024 個のディジタル信号（即ち、 1024 点のサンプル）からなるフレーム単位に順次分割され、このフレーム単位ごとにディジタル信号が非可逆量子化部 $61B$ で非可逆圧縮符号化される。この符号化は、復号化時に元のディジタル入力信号をある程度再現できる方式であれば、入力信号に適した如何なる方式でもよい。例えば、前述のように上記ディジタル入力信号が音声であれば ITU-T の音声符号化などが利用でき、音楽であれば MPEG-4 AUDIO のオプションである TwinVQ などが利用でき、その他、各種非可逆符号化法を用いることもできる。この非可逆圧縮符号 $I(n)$ は逆量子化部 $61C$ で局部復号され、この局部信号と元のディジタル信号との誤差信号が差回路 $61D$ で生成される。ただし、例えば図 1 の局部復号部 15 について説明したと同様に、非可逆量子化部 $61B$ において非可逆量子化を行うことにより得られる量子化信号を用いて誤差信号を得ることができるので、逆量子化部 $61C$ は省略できる。この誤差信号は非可逆量子化部 $61B$ による量子化誤差を表しており、その振幅は通常は元のディジタル信号の振幅よりもかなり小さい。よって、ディジタル信号を可逆圧縮符号化するよりも、量子化誤差信号を可逆圧縮符号化する方が情報量を小さくできる。

この可逆圧縮符号化の効率を更に上げるために、誤差信号即ち、ディジタルのサンプル列を配列変換部 $61E$ で配列変換する。この配列変換部 $61E$ の処理は

図 5 で説明したものと同様である。ただし、ここではサンプルの有効桁を検出せず、全ビットの配列変換を行う場合について示している。差回路 6 1 D からの量子化誤差信号のそれぞれのサンプルの同じビット位置毎に、つまり M S B, 第 2 M S B, …, L S B それぞれについて毎に、サンプルを跨いだ、フレーム内のビットを抽出して等位ビット列とし、可逆符号化部 6 1 F で可逆圧縮符号化して符号 I(e) を、非可逆量子化部 6 1 B による量子化符号 I(n) と共に output する。

第 1, 2 圧縮部 61_{1,2}、第 1, 3 圧縮部 61_{1,3} としては、第 1, 2 誤差信号 $\Delta_{1,2}$ 、第 1, 3 誤差信号 $\Delta_{1,3}$ は周波数帯域の上半分にしかエネルギーがないので信号を予測したり、図 18 A 中の配列変換部 6 1 E での処理のような変換を行った後、圧縮符号化してもよい。圧縮部 61_{2,1}, 61_{3,1}, 61_{2,2}, 61_{3,2}, 61_{2,3} 及び 61_{3,3} は例えば図 18 A 中の符号化器から非可逆量子化部 6 1 B、逆量子化部 6 1 C 及び差回路 6 1 D を除いた符号化器、つまり図 19 A に示す可逆符号化器 6 1 を用いることができる。これら圧縮部 61_{2,1}, 61_{3,1}, …, 61_{2,3}, 61_{3,3} に入力される誤差信号が十分小さい場合は、雑音に近くなり、大きな圧縮は期待できないので、このフレームにおいては 0 のみを表わす符号に圧縮符号化してもよい。

第 1, 1 アップサンプリング部 64_{1,1}、第 1, 2 アップサンプリング部 64_{1,2} において用いる補間フィルタのタップ数（図 17 B 中の乗算部の数、図 17 B の例では 3）が復号化側で予め知られていない場合は、そのタップ数を表わす補助情報を、図 16 中に破線で示すように補助情報符号化部 65_{1,2}, 65_{1,3} で第 1, 2 補助符号、第 1, 3 補助符号として、それぞれ第 1, 2 符号、第 1, 3 符号と関連付けて出力する。この補間フィルタのタップ数と補助符号の例を図 20 A に示す。補間フィルタのタップ数は、復号側において高精度の復号を行う場合には大きな値を選択し、それほど高精度の復号を要求していない場合は小さな値を選択する。タップ係数は固定でもよく、その場合補助符号を送る必要はない。

次に図 16 の符号化装置と対応する復号化装置を図 21 を参照して説明する。

第 1, 1 符号 A、第 2, 1 符号 D、第 3, 1 符号 G、第 1, 2 符号 B、第 2, 2 符号 E、第 3, 2 符号 H、第 1, 3 符号 C、第 2, 3 符号 F 及び第 3, 3 符号 I はそれぞれ第 1, 1 伸張部 80_{1,1}、第 2, 1 伸張部 80_{2,1}、第 3, 1 伸張部 80_{3,1}、第 1, 2 伸張部 80_{1,2}、第 2, 2 伸張部 80_{2,2}、第 3, 2 伸張部 80_{3,2}、第 1, 3 伸張部 80_{1,3}、第 2, 3 伸張部 80_{2,3}

及び第 3, 3 伸張部 $80_{3,3}$ に入力されて、それぞれ伸張復号が行われる。それにより第 1, 1 ディジタル信号 $S_{1,1}$ 及び誤差信号 $\Delta_{2,1}$ 、 $\Delta_{3,1}$ 、 $\Delta_{1,2}$ 、 $\Delta_{2,2}$ 、 $\Delta_{3,2}$ 、 $\Delta_{1,3}$ 、 $\Delta_{2,3}$ 、 $\Delta_{3,3}$ が得られる。なお $m=1, n=1$ 以外の第 m, n 伸張部 $80_{m,n}$ においては第 m 量子化精度、第 n サンプリング周波数の第 m, n 誤差信号 $\Delta_{m,n}$ が伸張復号化される。これら第 m, n 伸張部 $80_{m,n}$ は対応する第 m, n 圧縮部 $61_{m,n}$ で圧縮符号化された第 m, n 符号を伸張復号化する構成とされている。

1 ≤ $m \leq M-1$ 、1 ≤ $n \leq N$ の範囲の m, n の組について、第 m, n 伸張部 $80_{m,n}$ により伸張復号された第 m 量子化精度、第 n サンプリング周波数の第 m, n ディジタル信号 $S_{m,n}$ は、第 m, n 精度変換部 $81_{m,n}$ でその量子化精度（振幅語長）が第 $m+1$ 量子化精度の第 $m+1, n$ 精度変換信号に変換生成され、この第 $m+1, n$ 精度変換信号が、第 $m+1, n$ 伸張部 $80_{m+1,n}$ よりの伸張復号化された第 $m+1, n$ 誤差信号 $\Delta_{m+1,n}$ に第 $m+1, n$ 加算部 $82_{m+1,n}$ で加算されて第 $m+1$ 量子化精度（振幅語長）、第 n サンプリング周波数の第 $m+1, n$ ディジタル信号 $S_{m+1,n}$ が再生される。

例えば、第 1, 1 伸張部 $80_{1,1}$ よりの伸張復号化された第 1, 1 ディジタル信号 $S_{1,1}$ は第 1, 1 精度変換部 $81_{1,1}$ で下位に 0 が 4 ビット付加され、振幅語長が 20 ビットとされた第 2, 1 精度変換信号が生成される。この第 2, 1 精度変換信号は、第 2, 1 伸張部 $80_{2,1}$ よりの伸張復号化された第 2, 1 誤差信号 $\Delta_{2,1}$ と第 2, 1 加算部 $82_{2,1}$ で加算されて第 2, 1 ディジタル信号 $S_{2,1}$ が再生される。

また $m=1, 1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、第 1, n 伸張部 $80_{1,n}$ よりの第 1, n ディジタル信号 $S_{1,n}$ は第 1, n アップサンプリング部 $83_{1,n}$ で第 $n+1$ サンプリング周波数の第 1, $n+1$ アップサンプリング信号に変換生成され、この第 1, $n+1$ アップサンプリング信号は第 1, $n+1$ 伸張部 $80_{1,n+1}$ よりの第 1 量子化精度、第 $n+1$ サンプリング周波数の第 1, $n+1$ 誤差信号 $\Delta_{1,n+1}$ に第 1, $n+1$ 加算部 $82_{1,n+1}$ で加算されて、第 1 量子化精度、第 $n+1$ サンプリング周波数の第 1, $n+1$ ディジタル信号 $S_{1,n+1}$ が再生される。

例えば、第 1, 1 伸張部 $80_{1,1}$ からの伸張復号化された第 1, 1 ディジタル信号 $S_{1,1}$ は第 1, 1 アップサンプリング部 $83_{1,1}$ でその第 1 サンプリング周波数が第 2 サンプリング周波数に変換された第 1, 2 アップサンプリング信号に変換される。この第 1, 2 アップサンプリング信号は第 1, 2 伸張部 $80_{1,2}$ よりの伸張復号化され

た第 1, 2 誤差信号 $\Delta_{1,2}$ に、第 1, 2 加算部 82_{1,2} で加算されて、第 1, 2 ディジタル信号 $S_{1,2}$ が再生される。

アッピサンプリング部 83_{1,1}, 83_{1,2} に用いる補間フィルタのタップ数が予め知られていない場合は、それぞれ第 1, 2 符号 B、第 1, 3 符号 C と関連付けて入力される第 1, 2 補助符号、第 1, 3 補助符号がそれぞれ補助符号復号化部 85_{1,2}, 85_{1,3} により補助情報としてのタップ数が復号され、各タップ数が対応するアッピサンプル部 83_{1,1}, 83_{1,2} に設定される。
5

第 1, 1 伸張部 80_{1,1} は図 1 6 の符号化装置における第 1, 1 圧縮部 61_{1,1} と対応したもののが用いられ、例えば圧縮部 61_{1,1} として図 1 8 A に示す符号化器 61 が用
10 いられた場合は、伸張部 80_{1,1} として図 1 8 B に示す復号化器 80 が用いられる。

復号化器 80 では、可逆復号化部 80 A で可逆圧縮符号 I(e) が復号化され、その復号信号に対し、配列逆変換部 80 B で符号化器 61 における配列変換部 6
1 E と逆の処理（例えば図 5 A、5 B で説明した処理と逆の等位ビット列から振幅ビット列に配列変換する処理）が行われ、量子化誤差信号がフレーム単位で順
15 次再生される。また、逆量子化部 80 B で、非可逆圧縮符号 I(n) が復号化され、この復号信号と再生された量子化誤差信号とが加算部 80 D で加算され、最後に、フレーム合成部 80 F でフレームごとの各加算信号が順次連結されて、元のディジタル信号系列が再生される。

つまり第 1, 1 符号 A 中の可逆圧縮符号 I(e) を可逆復号し、その復号ビット列
20 からフレーム中の対応ビット位置よりなるビット列の符号絶対値表現した複数のサンプルを、そのフレームの量子化誤差信号として再生し、第 1, 1 符号 A 中の非可逆圧縮符号 I(n) を非可逆復号して局部再生信号を生成し、この再生信号と前記量子化誤差信号を加算して第 1, 1 ディジタル信号 $S_{1,1}$ を再生する。

伸張部 80_{1,2}, 80_{1,3} はそれぞれ圧縮部 61_{1,2}, 61_{1,3} の符号化方法と対応した復
25 号化方法を使用し、予測復号化法又は変換復号化法などを用いることができる。他の伸張部も対応する圧縮部で用いる符号化方法に対する復号化方法を用いる。圧縮部が図 1 9 A に示した構成の場合、その伸張部としては図 1 8 B の復号化器 80 から逆量子化部 80 C、加算部 80 D を除去した構成、つまり図 1 9 B に示す構成のものとする。

図 1 6 に示した符号化装置の構成によれば、各種の振幅分解能（振幅語長）と各種のサンプリング周波数（サンプリングレート）の組み合せをもつ各種のデジタル信号を、2次元階層として統一的に符号化することができ、しかも全体として高い能率で圧縮符号化でき、利用者の要求する各種組み合せのデジタル信号を、少ないデータ量で提供することができる。

図 2 1 に示した復号化装置の構成によれば、図 1 6 に示した符号化装置により符号化された符号から、量子化精度とサンプリング周波数の各種組み合せのデジタル信号中の所望とするものを統一的に復号化することができる。

なお利用者によっては必ずしも図 1 6 中に示す全ての組み合せの第 m, n デジタル信号 $S_{m,n}$ を必要としない。図 2 1 に示した復号化装置中の符号 A と B を復号するための第 1, 1 伸張部 $80_{1,1}$ 、第 1, 1 アップサンプリング部 $83_{1,1}$ 、第 1, 2 伸張部 $80_{1,2}$ 、第 1, 2 加算部 $82_{1,2}$ と、符号 D 又は E 又は C と F を復号するための第 1, 1 精度変換部 $81_{1,1}$ 、第 2, 1 伸張部 $80_{2,1}$ 及び第 2, 1 加算部 $82_{2,1}$ 又は第 1, 2 精度変換部 $81_{1,2}$ 、第 2, 2 伸張部 $80_{2,2}$ 及び第 2, 2 加算部 $82_{2,2}$ 又は第 1, 2 アップサンプリング部 $83_{1,2}$ 、第 1, 3 伸張部 $80_{1,3}$ 、第 1, 3 加算部 $82_{1,3}$ 、第 1, 3 精度変換部 $81_{1,3}$ 、第 2, 3 伸張部 $80_{2,3}$ 及び第 2, 3 加算部 $82_{2,3}$ とを少くとも備えたものでもよい。

図 1 6 及び 2 1 に示した各実施例において、量子化精度の種類の数 M、サンプリング周波数の種類の数 N は各 3 に限らず、M の数を増減して、階層化の数を増やしても、減らしてもよい。同様に N についても階層化の数を増やしても、減らしてもよい。

第 6 実施例

図 1 6 中の量子化精度とサンプリング周波数の各種組み合せの第 m, n デジタル信号 $S_{m,n}$ の音源 $60_{m,n}$ は先に述べたように予め用意されたものであり、各音源のデジタル信号は第 m, n デジタル信号を単純にダウンサンプリングと下位ビット切り捨てを行ったものと異なり、その作成者の好みによって、雑音（固定ディザ信号）を加えたりすることがあり、また振幅やサンプリング（標本点位置）のずれなどの種々の変換や調整が行われている可能性がある。この変換や調整はどのようなものであるか、一般的には事前に知られていない。

そこでこの第 6 実施例では図 16 の符号化装置において、下位の振幅分解能または下位のサンプリング周波数のデジタル信号を精度変換部 62_{m, n} またはアップサンプリング部 64_{m, n} により上位の振幅分解能（量子化精度、振幅語長）または上位のサンプリング周波数のデジタル信号に変換して減算部 63_{m+1, n}（または 63_{m, n+1}）に与える際に、減算部 63_{m+1, n}（または 63_{m, n+1}）の出力誤差信号 $\Delta_{m+1, n}$ （または $\Delta_{m, n+1}$ ）ができるだけ小さくなるように調整部 66 が設けられる。

例えば図 22 に示すように、音源 60_{m, n} からの第 m, n デジタル信号は精度変換部 62_{m, n} において前述したように、第 m 量子化精度（振幅語長、振幅分解能）が第 m+1 量子化精度に変換され、この第 m+1, n 精度変換信号は、この例では調整部 66 の利得調整部 66 A によりレベル調整され、更にそのレベル（利得）調整された第 m+1, n 精度変換信号はタイミング調整部 66 B でサンプル位置が調整され、そのサンプル位置調整された第 m+1, n 精度変換信号により第 m+1, n デジタル信号に対し減算部 63 で減算が行われる。

この減算部 63 よりの減算結果である第 m+1, n 誤差信号 $\Delta_{m+1, n}$ は誤差最小化部 66 C へ分岐入力され、誤差最小化部 66 C は第 m+1, n 誤差信号 $\Delta_{m+1, n}$ の圧縮後の情報量が最小となるように利得調整部 66 A におけるレベル調整量、タイミング調整部 66 B におけるサンプル位置調整量を制御する。そのためには、誤差信号を圧縮符号化し、得られた誤差符号の情報量を比較すればよい。情報量の比較を近似する簡単な 1 つの方法として誤差信号のパワーを比較し、パワーが最小となるように利得とサンプル位置を決めてよい。以下の実施例においても誤差信号のパワーを最小とする例で説明する。例えば、レベル調整量及びサンプル位置調整量はそれぞれ複数の予め決めた値を誤差最小化部 66 C 内の図示しない記憶部に例えば図 20 B, 20 C に示すようにそれらの値を示す補助符号と対応して表として格納しておく、これらの値から誤差信号 $\Delta_{m+1, n}$ のパワーが最小となるものをそれぞれ 1 つずつ選択する。選択したレベル調整量及びサンプル位置調整量を表す補助符号が出力される。予め決めたレベル調整量とサンプル位置調整量は別々の表としてではなく、これらの値の組を 1 つの表としてそれぞれの組を補助符号に対応させて格納してもよい。

この誤差信号のパワー最小化が達成されると、第 m+1, n 圧縮部 61_{m+1, n} に対し

圧縮指示信号を出力して、第 $m+1, n$ 圧縮部 $61_{m+1, n}$ は第 $m+1, n$ 誤差信号 $\Delta_{m+1, n}$ の圧縮符号化を行う。また誤差最小化部 6 6 C はその時のレベル調整量とサンプル位置調整量表す補助符号を補助符号生成部 6 9 へ供給し、補助符号生成部 6 9 は入力されたレベル調整量とサンプル位置調整量の補助符号を連結して、第 $m+1, n$ 補助符号として第 $m+1, n$ 符号と関連づけて出力する。

同様に、図 2 2 中に破線で示し、かつ括弧書きで示すように、第 m, n ディジタル信号をアップサンプリング部 $64_{m, n}$ でそのサンプリング周波数を第 $n+1$ サンプリング周波数にアップサンプリングし、これにより生成された第 $m, n+1$ アップサンプリング信号が先の場合と同様に利得調整部 6 6 A でレベル調整され、更にタイミング調整部 6 6 B でサンプル位置が調整されて、減算部 6 3 へ供給され、減算部 6 3 で第 $m, n+1$ ディジタル信号 $S_{m, n+1}$ より第 $m, n+1$ アップサンプリング信号が減算され、その第 $m, n+1$ 誤差信号 $\Delta_{m, n+1}$ のパワーが最小となるように、誤差最小化部 6 6 C により利得調整部 6 6 A、タイミング調整部 6 6 B がそれぞれ調整される。その最小化された第 $m, n+1$ 誤差信号 $\Delta_{m, n+1}$ が第 $m, n+1$ 圧縮部 $61_{m, n+1}$ で圧縮され、その時の選択された利得と調整サンプルに位置量に対応する補助符号が補助符号生成部 6 5 で符号化され、第 $m, n+1$ 補助符号として第 $m, n+1$ 符号と関連付けて出力される。第 m, n アップサンプリング部 $64_{m, n}$ の補間フィルタのタップ数を出力する場合は、補助情報符号化部 6 5 で補間フィルタのタップ数も第 $m, n+1$ 補助符号として符号化される。

補助符号と調整利得との対応例を図 2 0 B に、補助符号と調整サンプル位置量（サンプル点移動量）との対応例を図 2 0 C にそれぞれ示す。これら補助符号は例えば図 2 0 D に示すように、補助情報の有無を示す有無符号 C11、利得符号 C12、移動量符号 C13、タップ数符号 C14 の順に配列され、第 $m, n+1$ 補助符号とされる。図 2 2において利得調整部 6 6 A とタイミング調整部 6 6 B とを入れ替えててもよい。つまり利得調整と時間ずれ調整の順は何れを先に行ってもよい。あるいは、利得調整部 6 6 A、タイミング調整部 6 6 B のいずれか一方を省略してもよい。また、誤差最小化部 6 6 C におけるこのような補助符号の生成はフレームごとに行ってもよい。なお例えば第 m, n ディジタル信号に固定ディザ信号が附加され、これが予め知られている時は、その固定ディザ信号を第 $m+1, n$ 精度変換

信号又は第 $m, n+1$ アップサンプリング信号から引き算して減算部 $63_{m, n+1}$ (又は $63_{n, n+1}$) へ供給し、またその固定ディザ信号を符号化して第 $m+1, n$ 補助符号として出力する。

- 上述したように符号化装置において、下位ディジタル信号、具体的には例えば
- 5 第 $m+1, n$ 精度変換信号を調整した場合、復号化装置において調整部を設け、補助符号を復号したその補助情報に基づいて同様に精度変換信号を調整する必要がある。その場合の例を、図 2 3 に示す。これは、第 m, n ディジタル信号に対する精度変換信号を調整部 87 により調整する場合で、第 $m+1, n$ 符号と関連付けられた第 $m+1, n$ 補助符号が補助情報復号部 88 で復号され、得られた補助情報、この例
- 10 では調整利得とサンプル位置量が生成され、これが調整部 87 の変形制御部 87C へ供給される。

一方伸張復号化された第 m, n ディジタル信号が第 m, n 精度変換部 $81_{m, n}$ で第 $m+1$ 量子化精度の第 $m+1, n$ 精度変換信号に変換生成されるが、この第 $m+1, n$ 精度変換信号は調整部 87 の利得調整部 87A、タイミング調整部 87B を順次経て加算部 $82_{m+1, n}$ へ供給されるように構成される。利得調整部 87A に復号された利得が変形制御部 87C により設定され、またタイミング調整部 87B に、復号されたサンプル位置量に応じた遅延時間が変形制御部 87C により設定される。従って第 $m+1, n$ 精度変換信号は、符号化装置における対応する利得調整部 66A、タイミング調整部 66B (図 2 2) でそれぞれ調整されたレベル、調整されたサンプル位置と 20 それぞれ同一レベル、同一サンプル位置とされ、つまり符号化側と同一の変形が行われる。このようにレベル及びサンプル位置が調整された第 $m+1, n$ 精度変換信号が第 $m+1, n$ 伸張部 $80_{m+1, n}$ よりの復号された第 $m+1, n$ 誤差信号 $\Delta_{m+1, n}$ に加算部 $82_{m+1, n}$ で加算される。従って加算部 $82_{m+1, n}$ からの再生第 $m+1, n$ ディジタル信号 $S_{m+1, n}$ は、符号化装置における第 $m+1, n$ 音源 $60_{m+1, n}$ の第 $m+1, n$ ディジタル信号 25 $S_{m+1, n}$ と同一のものとなる。

再生された第 m, n ディジタル信号をアップサンプリングしたものを利用して第 $m, n+1$ ディジタル信号を再生する場合も、第 $m, n+1$ 符号と関連する第 $m, n+1$ 補助符号が入力される場合は図 2 3 中に破線、及び括弧書きで示すように再生第 m, n ディジタル信号がアップサンプリング部 $83_{m, n}$ で第 $n+1$ サンプリング周波数の第

第 $m, n+1$ アップサンプリング信号に変換生成されるが、この第 $m, n+1$ アップサンプリング信号は利得調整部 87A、タイミング調整部 87B を順次通されて加算部 82 _{$m, n+1$} へ供給される。第 $m, n+1$ 補助符号が補助情報復号部 88 で復号され、その復号された調整利得、サンプル位置量に応じた利得、遅延時間が変形制御部 87C により利得調整部 87A、タイミング調整部 87B にそれぞれ設定される。従ってレベル調整、サンプル位置調整された第 $m, n+1$ アップサンプリング信号が伸張復号化された第 $m, n+1$ 誤差信号 $\Delta_{m, n+1}$ に加算部 82 _{$m, n+1$} で加算され、第 $m, n+1$ ディジタル信号 $S_{m, n+1}$ が再生される。

利得調整部 87A とタイミング調整部 87B とを入れ替えてよい。利得調整部 87A、タイミング調整部 87B の一方は省略されることもある。補助符号の復号された情報として固定ディザ信号があれば、これを第 $m+1, n$ 精度変換信号又は第 $m, n+1$ アップサンプリング信号から引き算する。

図 22 に示した符号化装置、また符号化方法、図 23 に示した復号化装置、また復号化方法はそれ自体、発明の実施例を構成し、これにより、予め用意されている量子化精度とサンプリング周波数の各種組み合せの少くとも二つの音源のデジタル信号に対する効率がよくかつ精度が高い可逆圧縮符号化が可能であり、またその符号を高い精度で可逆復号化することができる。

図 22 に示した符号化装置、符号化方法を図 16 に示した符号化装置、符号化方法のように、量子化精度とサンプリング周波数の二次元の多階層的構成とすることもできる。同様に図 23 に示した復号化装置、復号化方法を図 21 に示したように二次元の多階層的構成とすることもできる。

図 16、図 22 にそれぞれ示した符号化装置、また図 21、図 23 にそれぞれ示した復号化装置を、それぞれコンピュータにプログラムを実行させて機能させる構成としてもよい。この場合は、例えば復号化装置について云えば、CD-R OM、磁気ディスクなどの記録媒体から、又は通信回線を通して復号化プログラムをコンピュータ内にダウンロードさせ、その復号化プログラムをコンピュータに実行させればよい。

この発明の効果の説明のため、例えば図 24 に示す 3 種類の楽音配信形態について比較する。つまり、サンプリング周波数や量子化精度（振幅分解能）の異なる

る要求に対応するために、サーバで、

A. この発明を適用したスケーラブル符号化により音楽信号を符号化して蓄積しておく。即ち、例えば図14Aに示した符号系列A～Iを用意しておく。クライアント端末からの要求に応じてこれら符号を選択して組み合せてクライアント端末へ伝送する、

B. 複数のサンプリング周波数及び複数の量子化精度の組み合せの各信号、例えば図16中の9種類の音源の信号に対するクライアント端末からの要求に応じた組み合わせの符号化系列を予め用意し、クライアント端末からの要求に応じてその1つを選択してクライアント端末へ伝送する、

C. 最高のサンプリング周波数と最高の量子化精度の信号の圧縮符号のみを蓄積しておき、クライアント端末からの要求に応じて復号、サンプリング周波数変換、量子化精度変換、再符号化してクライアント端末へ伝送する。

クライアント端末側では受信した符号系列を復号し、この発明を使用した形態Aでは、アップサンプリングや精度変換を行ってディジタル信号を再構成する。

形態B及びCでは復号された信号を直ちに再構成する。

形態Bではサーバにおける圧縮符号列の容量が相当大きくなり、形態Cでは演算量が大きくなってしまう。この発明を使用した形態Aでは、例えば図15に示したように最高サンプリング周波数と最高振幅分解能の圧縮符号が、低いサンプリング周波数や低い振幅分解能の圧縮符号を含むので、さまざまな要求仕様に簡単に対応でき、総容量も小さくできる。

上述においてはこの発明を音楽ディジタル信号に適用したが画像のディジタル信号に適用することもできる。

このように、第5及び第6実施例によれば、振幅の精度とサンプリングレートの要求の異なる符号化、特に可逆な符号化が統一的に実行でき、システム全体として圧縮率を高めることができる。

第7実施例

以下この発明の第7実施例を説明する。この実施例においても、例えばM種類の量子化精度として16ビット、20ビット、24ビットの3種類と、N種類のサンプリング周波数として48kHz、96kHz、192kHzの3種類の任意の量子化精度

とサンプリング周波数の組み合せのデジタル信号の生成を可能とする、デジタル信号の2次元的階層符号化を例に説明する。

第7実施例における2次元的階層符号化のための24ビット192kHzのデジタル信号の各階層の信号への分解とその各符号の例を図25に示す。振幅語長が
5 24ビットのデジタル信号中の下位8ビットを除いた上位16ビットについて、サンプリング周波数を48kHzとして符号化した符号Aと、符号Aにより符号化された成分より高い周波数成分についてサンプリング周波数を96kHzとして符号化した符号Bと、更に符号Bにより符号化された成分より高い周波数成分についてサンプリング周波数を192kHzとして符号化した符号Cとにサンプリング周波数
10 方向に階層化される。

16ビット語長に対し下位4ビットを付加した20ビット語長の信号については、その下位4ビットの成分、つまり20ビット語長信号から16ビット語長成分を差し引いた残差成分について、同様にサンプリング周波数を48kHzとして符号化した符号D、その符号Dの符号化成分より高い周波数成分についてサンプリング周波数を96kHzとして符号化した符号Eと、更に符号Eで符号化された成分
15 より高い周波数成分についてサンプリング周波数を192kHzとして符号化した符号Fとに階層化する。20ビット語長に対し下位4ビットを含む24ビット語長信号については、その下位4ビットの成分、つまり24ビット語長信号から20ビット語長成分を差し引いた残差成分について、同様にサンプリング周波数を
20 48kHzとして符号化した符号G、その符号Gにより符号化された成分より高い周波数成分についてサンプリング周波数を96kHzとして符号化した符号Hと、符号Hで符号化された成分より高い周波数成分についてサンプリング周波数を192kHzとして符号化した符号Iとに階層化する。

25 このように振幅語長（振幅分解能、量子化精度）とサンプリング周波数との二次元階層的M×N種類の符号化条件により符号化された符号A～Iを用いることにより、M種類の量子化精度とN種類のサンプリング周波数の組み合せの全てであるM×N種類のデジタル信号を出力することができる。つまり各サンプリング周波数と振幅語長との各組み合せについて図26に示す使用符号（1）を用いればよい。例えば、サンプリング周波数96kHz、量子化精度24ビットのデジ

タル信号を符号化するには、符号A, B, D, E, G, Hを用いればよい。

このようにこの実施例では量子化精度16ビット、サンプリング周波数48kHzのディジタル信号を基本に符号化し、それより階層が上位の信号については、下位の量子化精度または下位のサンプリング周波数の信号との差分信号成分を符号化しているので、第m量子化精度、第nサンプリング周波数の信号は、図26の使用符号例(1)のように単純な符号の組み合わせで表現することが可能である。

この図25及び26に示した2次元階層符号化を行う符号化装置の機能機構を図27に示す。なお図27中の各圧縮部 $61_{m,n}$ の入力信号は1つの原音（この例では振幅語長が24ビット、サンプリング周波数が192kHzのディジタル信号）を複数種類の量子化精度と複数種類のサンプリング周波数信号に階層的に分解した階層化信号である。

音源60よりの振幅語長が24ビットサンプリング周波数が192kHzのディジタル信号はまず、ビット分割部71で各サンプルの24ビットの振幅語長は上位16ビットと、その下位の4ビットと、更に下位の4ビットのように複数のビット区間に分割される。上位16ビットはダウンサンプル部 $72_{1,3}$ でサンプリング周波数が96kHzにダウンサンプリングされ、その出力が、更にダウンサンプル部 $72_{1,2}$ でサンプリング周波数が48kHzにダウンサンプリングされて、圧縮部 $61_{1,1}$ に供給されて、可逆圧縮符号化され、符号Aが出力される。16ビットの信号として利用するときには20ビットの下4桁を単純に除くのではなく、まるめやデイザという微小雑音を加える場合がある。この場合、作られた16ビット信号と20ビットの信号の誤差成分信号を分離する。振幅は4ビットではなく、5～6ビットになることもあるが、増加したままのビット数で使用する。その他の処理は同様で以下の実施例も同様である。

ダウンサンプル部 $72_{1,2}$ からの出力はアップサンプル部 $73_{1,1}$ によりサンプリング周波数が96kHzにアップサンプリングされ、そのアップサンプリング出力と、ダウンサンプル部 $72_{1,3}$ からの出力との差分が誤差信号 $\Delta_{1,2}$ として減算部 $74_{1,2}$ でとられ、その差分信号 $\Delta_{1,2}$ が圧縮部 $61_{1,2}$ で可逆圧縮符号化され、符号Bが出力される。

ダウンサンプル部 $72_{1,3}$ からの出力はアップサンプル部 $73_{1,2}$ でサンプリング

周波数が 192kHz にアップサンプリングされ、このアップサンプル部 73_{1,2} の出力とビット分割部 71 よりの分割された 16 ビットの信号との差分が誤差信号 $\Delta_{1,3}$ として減算部 74_{1,3} で生成され、その誤差信号 $\Delta_{1,3}$ が圧縮部 61_{1,3} で可逆圧縮符号化されて符号 C が出力される。

- 5 分割部 71 よりの信号の上位 16 ビットの直下位 4 ビットの信号はダウンサンプル部 72_{2,3}, 72_{2,2} によりサンプリング周波数が 48kHz の信号とされ、圧縮部 61_{2,1} により可逆圧縮符号化されて符号 D が出力され、ダウンサンプル部 72_{2,3} の出力と、ダウンサンプル部 72_{2,2} の出力のアップサンプル部 73_{2,1} によるアップサンプリング出力との減算部 74_{2,2} での差分を誤差信号 $\Delta_{2,2}$ として得て、その誤差信号 $\Delta_{2,2}$ を圧縮部 61_{2,2} で可逆圧縮符号化することにより符号 E を出力し、ダウンサンプリング部 72_{2,3} の出力のアップサンプリング部 73_{2,2} によるアップサンプリング出力と、ビット分割部 71 よりの 4 ビット信号の差分を減算部 74_{2,3} で誤差信号 $\Delta_{2,3}$ としてとり、その誤差信号 $\Delta_{2,3}$ を圧縮部 61_{2,3} で可逆圧縮符号化して符号 F を出力する。
- 10 上述と同様にして、ビット分割部 71 からの信号のうち最下位 4 ビットが、ダウンサンプリング部 72_{3,3}, 72_{3,2}、アップサンプル部 73_{3,1}, 73_{3,2}、減算部 74_{3,2}, 74_{3,3}、圧縮部 61_{3,1}, 61_{3,2}, 61_{3,3} により符号 G, H, I を生成出力する。
- 15 なお図 2-7において各アップサンプル部は、その入力信号に対し、例えば図 1-7 A, 1-7 B で説明した補間フィルタ処理を行う。このとき、対応する減算部 74_{n, n+1} の出力誤差信号 $\Delta_{n, n+1}$ のパワーが最小となるように係数 W1, W2, W3 が決められる。
- 20

- 25 例えば減算部 74_{1,3} からの出力誤差信号 $\Delta_{1,3}$ は振幅語長が 16 ビット、サンプリング周波数が 192kHz の信号であり、帯域は 96kHz であるが、振幅が小さく、特に 0 ~ 48kHz の成分はほとんど 0 である。このため圧縮部 61_{1,3} としては例えば図 2-8 に示す予測符号化器 6-1 を使って減算部 74_{1,3} からの誤差信号を線形予測部 6-1 A で線形予測分析し、得られた線形予測係数を量子化し、量子化値に対応する符号 Ic を出力するとともに、その予測係数を使って入力誤差信号の予測信号を生成する。その予測信号を整数化部 6-1 B で整数化して減算部 6-1 C で入

力誤差信号との差分を予測誤差信号として得て、その予測誤差信号を可逆圧縮部 61D で可逆圧縮符号化することによって効率よく圧縮することができる。他の圧縮部も同様に予測符号化などを用いて効率的に圧縮できる。

符号化の手順として、上述ではまず量子化精度が 24 ビット、サンプリング周波数が 192kHz の信号の各サンプルを 16 ビット、4 ビット、4 ビットの 3 つの信号に分割して階層化し、次にそれら各分割されたビットを量子化精度とする信号を、サンプリング周波数 48kHz, 96kHz, 192kHz で階層化したが、先ずサンプリング周波数で入力デジタル信号を階層化し、その後、各階層の誤差信号について、サンプルの振幅語長を分割してもよい。即ち例えば図 29 に示すように音源 60 よりの振幅語長が 24 ビット、サンプリング周波数が 192kHz のデジタル信号をまずダウンサンプル部 72₃ でサンプリング周波数 96kHz にダウンサンプリングし、そのダウンサンプリングされた信号をアップサンプル部 73₂ でサンプリング周波数 192kHz にアップサンプリングする。このアップサンプリングされた信号と、音源 60 より原信号との差分を誤差信号 Δ_1 として減算部 74₁ で生成する。

またダウンサンプル部 72₃ からの出力をダウンサンプル部 72₂ によりサンプリング周波数 48kHz にダウンサンプリングし、このダウンサンプリングされた信号をアップサンプル部 73₁ でサンプリング周波数 96kHz にアップサンプリングする。このアップサンプリングされた信号とダウンサンプル部 72₃ からの出力信号との差分を誤差信号 Δ_2 として減算部 74₂ で生成する。減算部 74₁, 74₂ からの各誤差信号、ダウンサンプル部 72₂ の出力信号をそれぞれビット分割部 71₁, 71₂, 71₃ でそれぞれ各サンプルを上位の 16 ビット、そのすぐ下位の 4 ビット、更に下位の 4 ビットに分割し、これら分割された信号を圧縮部で可逆圧縮符号化する。図 29 中の各圧縮部の図 27 中の圧縮部と対応するものに同一参照番号を付けてある。

なお図 29 中の各圧縮部 61_{1,2,3} への入力信号は 1 つの原音（この例では振幅語長が 24 ビット、サンプリング周波数が 192kHz のデジタル信号）を複数種類の振幅分解能（量子化精度）と複数種類のサンプリング周波数信号に階層的に分解した階層化信号である。

第7実施例の復号化装置

図30に、第7実施例の復号化装置の機能構成を示す。これは、図27又は図29に示した符号化装置により符号化された、M種類の量子化精度、N種類のサンプリング周波数を組み合せた $M \times N = 9$ 種類のデジタル信号を復号化するようとした場合である。

符号A, B, …, Iは伸張部 $80_{1,1}$, $80_{1,2}$, $80_{1,3}$, $80_{2,1}$, $80_{2,2}$, $80_{2,3}$, $80_{3,1}$, $80_{3,2}$, $80_{3,3}$ でそれぞれ可逆伸張復号化され、符号器の各圧縮部の入力階層化信号が得られる。各伸張部 $80_{m,n}$ での復号化法は、前述の図18Bに示した復号化器80の可逆復号化部80A、配列逆変換部80Bと同様の手法で行うこと

ができる。

伸張部 $80_{1,1}$ よりの復号信号は振幅語長が16ビット、サンプリング周波数が48kHzのデジタル信号（以下、16b, 48kHzデジタル信号と書く）の再生信号 $S_{1,1}$ として出力されると共にアップサンプル部 $83_{1,1}$ でサンプリング周波数が96kHzにアップサンプリングされる。このアップサンプリングされた信号は伸張部 $80_{1,2}$ よりの復号された誤差信号 $\Delta_{1,2}$ と加算部 $82_{1,2}$ で加算されて再生16b, 96kHzデジタル信号 $S_{1,2}$ として出力される。この16b, 96kHzデジタル信号 $S_{1,2}$ はアップサンプル部 $83_{1,2}$ でサンプリング周波数が192kHzにアップサンプリングされて、伸張部 $80_{1,3}$ よりの復号された誤差信号 $\Delta_{1,3}$ と加算部 $82_{1,3}$ で加算され、再生16b, 192kHzデジタル信号 $S_{1,3}$ として出力される。再生16b, 48kHzデジタル信号は伸張部 $80_{2,1}$ より復号された誤差信号 $\Delta_{2,1}$ と加算部 $82_{2,1}$ で加算されて、再生20b, 48kHzデジタル信号 $S_{2,1}$ として出力される。

以下、上述と同様に復号された階層化信号を組み合せて各デジタル信号 $S_{2,2}$, $S_{2,3}$, $S_{3,1}$, $S_{3,2}$, $S_{3,3}$ が再生される。加算部 $82_{m,n}$ で加算する2つのサンプリング周波数が異なる場合は、低いほうのサンプリング周波数の信号をアップサンプリングによりサンプリング周波数を合せて加算する。アップサンプル部を表す参照記号 $83_{m,n}$ の添字の右側のnは第nサンプリング周波数を第n+1サンプリング周波数にアップサンプリングすることを意味する。例えば、右側添え字n=1はサンプリング周波数を48kHzから96kHzにアップサンプリングすることを、添え字n=2はサンプリング周波数を96kHzから192kHzにアップサンプリングすること

を示す。要するに、階層化された部分信号をアップサンプリングと、振幅方向のビットの連結により精度の高い信号を再構成する。

復号側において必要とする復号信号の品質が高品質（例えば量子化精度 24 ビット、サンプリング周波数 192kHz のデジタル信号）を必要としない場合は、

- 5 必要とする品質（量子化精度とサンプリング周波数）のデジタル信号より量子化精度及びサンプリング周波数が上位の信号を省略できる。例えば最大量子化ビット数 24 に対し、最下位 4 ビットの成分の階層化信号、またはサンプリング周波数が高い信号の再生にのみ用いる階層化信号は省略できる。

例えばネットワークで伝送する場合は、各符号 A, …, I ごとに別のパケット 10 を割り当てて、階層の低い（即ちより下位の）符号に対しより高い優先度の情報を与えて出力すれば、ネットワーク資源を有効に使うことができる。例えば通常の状態ではすべての情報を伝送できるが、ネットワークの障害や混雑時には最低限符号 A だけを優先的に伝送すればよい。

第 8 実施例

15 この発明の第 8 実施例は図 3 1 に示すように、16 ビットの量子化精度の信号により第 7 実施例と同様にサンプリング周波数の階層化を実現するが、16 ビット以上の量子化精度に対する階層化は各サンプリング周波数ごとに行う。つまり量子化精度 20 ビットの信号についてはこれから量子化精度 16 ビットの信号成分を差し引いた残差成分についてのサンプリング周波数 48kHz, 96kHz, 192kHz 20 の信号をそれぞれ符号化して符号 D, E, F を生成し、量子化精度 24 ビットの信号についてはこれから量子化精度 20 ビットの信号成分を差し引いた残差成分についてのサンプリング周波数 48kHz, 96kHz, 192kHz の信号をそれぞれ符号化して符号 G, H, I を生成する。

これらの符号 A, …, I を用いて、各種の振幅分解能（量子化精度）、各種のサンプリング周波数のデジタル信号を再生できる。各デジタル信号の再生に用いる符号を図 2 6 中に使用符号（2）として示す。例えば、サンプリング周波数 192kHz、量子化精度 20 ビットの信号は、サンプリング周波数 48kHz、量子化精度 16 ビットの信号を符号化した符号 A と、サンプリング周波数 96kHz、量子化精度 16 ビットの信号を符号化した符号 B と、サンプリング周波数 192kHz、

量子化精度 16 ビットの信号を符号化した符号 C とにより表す。

図 3 1 に示す第 8 実施例の符号化装置における音源 60_{3,3} からの 24b, 192kHz ディジタル信号 S_{3,3} から図 2 6 に示す各種サンプリング周波数、振幅語長のディジタル信号を作つて、符号化する場合を例として説明する。

- 5 24, 192kHz ディジタル信号 S_{3,3} はビット分割部 71_{3,3} で各サンプルごとに下位 4 ビットと、上位 20 ビットに分割され、下位 4 ビットの信号に圧縮部 61_{3,3} で符号 I に生成され、上位 20 ビットの信号はビット分割部 71_{2,3} で下位 4 ビットと上位 16 ビットに再分割され、その下位 4 ビットの信号は圧縮部 61_{2,3} で符号 F に生成され、上位 16 ビット区間の信号の減算部 63_{1,3} へ供給される。
- 10 24, 192kHz ディジタル信号 S_{3,3} はダウンサンプル部 72_{3,3} でサンプリング周波数 96kHz の信号にダウンサンプリングされ、このダウンサンプリングされた信号はビット分割部 71_{3,2}, 71_{2,2} で同様に順次ビット区間に分割され、最下位 4 ビットの信号と、次の下位 4 ビットの信号と上位 16 ビットの信号に分割され、前 2 者の各 4 ビット信号は圧縮部 61_{3,2}, 61_{2,2} でそれぞれ符号 H, E に生成され、後者の 16 ビットの信号は減算部 63_{1,2} へ供給される。
- 15 ダウンサンプル部 72_{3,2} でサンプリング周波数 96kHz とされた 24b, 96kHz ディジタル信号はダウンサンプル部 72_{3,2} で更にサンプリング周波数 48kHz の信号にダウンサンプリングされ、この 24b, 48kHz ディジタル信号はビット分割部 71_{3,1}, 71_{2,1} で同様に順次ビット区間に分割され、最下位 4 ビットの信号と、次の下位 4 ビットの信号と、上位 16 ビットの信号とされ、これら 2 つの 4 ビットの信号と、16 ビットの信号は圧縮部 61_{3,1}, 61_{2,1}, 61_{1,1} でそれぞれ符号 G, D, A に生成される。
- 20 更に 16 b, 48kHz ディジタル信号はアップサンプル部 73_{1,1} でサンプリング周波数 96kHz の信号にアップサンプリングされ、このアップサンプリングされた信号と、ビット分割部 71_{2,2} の 16 ビットの信号との差分が誤差信号 Δ_{1,2} として減算部 63_{1,2} で生成され、その誤差信号を圧縮部 61_{1,2} で圧縮して符号 B が生成される。ビット分割部 71_{2,2} からの 16 ビットの信号はアップサンプル部 73_{1,2} でサンプリング周波数 192kHz の信号にアップサンプリングされ、このアップサンプリングされた信号と、ビット分割部 71_{2,3} よりの 16 ビットの信号との差分が減

算部 $63_{1,3}$ で生成され、誤差信号 $\Delta_{1,3}$ として圧縮部 $61_{1,3}$ で符号化される。図 3 1 中の各圧縮部は、図 2 7 に示した各圧縮部と同様の手法で圧縮符号化すればよい。

24b, 192kHz の原音ディジタル信号からダウンサンプルにより生成された

5 16b, 48kHz ディジタル信号 $S_{1,1}$ は例えば音声信号や音楽信号の場合低い周波数帯にエネルギーが偏っているので、圧縮部 $61_{1,1}$ としては予測符号化や変換符号化、あるいは高圧縮の符号化と組み合せた圧縮符号化が可能である。具体的には例えば図 1 8 A で示した符号化器 6 1 を使用することができる。

圧縮部 $61_{1,2}$ 、圧縮部 $61_{1,3}$ としてはその入力の誤差信号 $\Delta_{1,2}$ 及び $\Delta_{1,3}$ は周波数

10 帯域 0～48kHz 及び 0～96kHz の上半分 24kHz～48kHz 及び 48kHz～96kHz にしかエネルギーがないので図 9 の実施例で説明したように、誤差信号の周波数軸を反転して予測誤差を求め、その予測誤差を圧縮符号化してもよい。あるいは、図 1 8 A 中の配列変換部 6 1 E での処理のような変換を行った後、圧縮符号化してもよい。圧縮部 $61_{2,1}$, $61_{3,1}$, $61_{2,2}$, $61_{3,2}$, $61_{2,3}$ 及び $61_{3,3}$ は例えば図 1 8 A の符号化器 6 1 から非可逆量子化部 61B、逆量子化部 61C 及び差回路 61D を除いた符号化器、つまり図 1 9 A に示す可逆符号化器 6 1 を用いることができる。これら圧縮部 $61_{2,1}$, $61_{3,1}$, ..., $61_{2,3}$, $61_{3,3}$ に入力される誤差信号が十分小さい場合は、雑音に近くなり、大きな圧縮は期待できないので、このフレームにおいては 0 のみを表わす符号に圧縮符号化してもよい。

20 アップサンプル部 $73_{1,1}$ 、アップサンプル部 $73_{1,2}$ において用いる補間フィルタのタップ数が復号化側で予め知られていない場合は、そのタップ数を表わす補助情報を、図 3 1 中に破線で示すように補助情報符号化部 $65_{1,2}$, $65_{1,3}$ でそれぞれ符号化して第 1, 2 補助符号、第 1, 3 補助符号として、それぞれ第 1, 2 符号 B、第 1, 3 符号 C と関連付けて出力する。この補間フィルタのタップ数と補助符号の例は図 2 0 A と同様である。

なお符号化すべき各ディジタル信号の音源は図 3 1 に破線ブロック $60_{2,3}$, $60_{1,3}$, ..., $60_{1,1}$ で示すように、それぞれ独立に存在していてもよい。その場合は、各ディジタル信号は対応するビット分割部 $71_{3,3}$, $71_{2,3}$, $71_{3,2}$, $71_{2,2}$, $71_{2,1}$, $71_{2,1}$ 又は減算部 $63_{1,3}$, $63_{1,2}$ 、或いは圧縮部 $61_{1,1}$ に供給すればよい。ディジタル信号

$S_{1,1} \sim S_{2,3}$ のうち、音源が存在するものは、その存在音源からのデジタル信号を利用し、音源が存在しないものは、その上位のデジタル信号からビット分割部、ダウンサンプル部を使って作る。つまり図31中に破線で示すように選択部

5 $75_{2,3}, 75_{1,3}, 75_{3,2}, 75_{2,2}, 75_{1,2}, 75_{3,1}, 75_{2,1}, 75_{1,1}$ が設けられ、各選択

部は対応するデジタル信号音源が存在すれば、そのデジタル信号を選択し、

なければそのまま上位のビット分割部又はダウンサンプル部の信号を選択する。

例えば選択部 $75_{2,3}$ は 20b, 192kHz デジタル信号の音源があればそのデジタ

ル信号を選択し、存在しなければ、ビット分割部 $71_{3,3}$ からの上位 20 ビットの

信号を選択してビット分割部 $71_{2,3}$ へ供給する。選択部 $75_{3,2}$ の場合は 24b, 96kHz

10 のデジタル信号音源が存在すればその信号を選択し、存在しなければダウンサ
ンプル部 $72_{3,3}$ よりのダウンサンプリングされた信号を選択してビット分割部
 $71_{3,2}$ へ供給する。その他も同様である。

なお、この符号化方法を前述と同様にM種類の量子化精度とN種類のサンプリ
ング周波数により階層化した符号化法に一般化して説明すると、以下のようにな
る。

少なくとも第M量子化精度で第Nサンプリング周波数の第 M, N デジタル信号
 $S_{M, N}$ が音源 $60_{M, N}$ から得られるものとする。

m=1, $2 \leq n \leq N$ の範囲の m, n の組について、入力デジタル信号 $S_{m, n}$ 又はデイ
ジタル信号 $S_{m+1, n}$ から分割して生成されたデジタル信号 $S_{m, n}$ と、第 $m, n-1$ ディ
ジタル信号 $S_{m, n-1}$ をアップサンプルして生成した信号 $S_{m, n}$ との差分を減算部 $63_{m, n}$
20 で第 m, n 誤差信号 $\Delta_{m, n}$ として生成し、圧縮部 $61_{m, n}$ で圧縮符号化して第 m, n 符号
で第 m, n 誤差信号 $\Delta_{m, n}$ として生成し、圧縮部 $61_{m, n}$ で圧縮符号化して第 m, n 符号
を生成する。

$m=M, 2 \leq n \leq N$ の範囲の m, n の組について、第 m, n デジタル信号 $S_{m, n}$ をダウ
ンサンプルして第 $m, n-1$ ディジタル信号 $S_{m, n-1}$ を生成する。 $2 \leq m \leq M, 1 \leq n \leq N$ の

25 範囲の m, n の組について、量子化精度 m 、サンプリング周波数 n の第 m, n ディジ
タル信号を、量子化精度が m より低い $m-1$ 、サンプリング周波数 n の第 $m-1, n$ ディジ
タル信号 $S_{m-1, n}$ と、第 $m-1, n$ ディジタル信号と第 m, n ディジタル信号との誤
差である第 m, n 誤差信号 $\Delta_{m, n}$ とに分割し、その第 m, n 誤差信号 $\Delta_{m, n}$ を第 m, n 圧
縮部 $61_{m, n}$ により可逆圧縮符号化して第 m, n 符号を生成する。

$m=1, n=1$ の組について、第 $m+1, n$ ディジタル信号から分割された第 m 量子化精度の第 m, n ディジタル信号 $S_{m,n}$ 、又は入力された第 m, n ディジタル信号 $S_{m,n}$ を圧縮符号化して、第 m, n 符号を生成する。

この符号化方法は符号化対象の最上位の階層の信号 $S_{M,N}$ の振幅分解能 M を保つたまま、まず、サンプリング周波数が第 $N-1$ 、第 $N-2$ 、…と順次下がるディジタル信号をダウンサンプルにより生成し、次にそれぞれのサンプリング周波数毎に量子化精度を階層化している。

次に図 3 1 に示した符号化装置と対応する復号化装置を図 3 2 を参照して説明する。符号 A、符号 D、符号 G、符号 B、符号 E、符号 H、符号 C、符号 F 及び符号 I はそれぞれ伸張部 $80_{1,1}, 80_{2,1}, 80_{3,1}, 80_{1,2}, 80_{2,2}, 80_{3,2}, 80_{1,3}, 80_{2,3}$ 及び $80_{3,3}$ に入力されて、それぞれ伸張復号が行われる。これら伸張部 $80_{m,n}$ は対応する圧縮部 $61_{m,n}$ で圧縮符号化された第 m, n 符号を伸張復号化する構成とされている。

前述の実施例と同様に、例えば量子化精度 24 ビット、サンプリング周波数 192kHz のディジタル信号を 24b, 192kHz ディジタル信号と表記する。伸張部 $80_{1,1}$ よりの伸張復号化された 16b, 48kHz ディジタル信号 $S_{1,1}$ はそのまま出力されると共に精度変換部 $81_{1,1}$ で下位に 0 が 4 ビット付加され、振幅語長が 20 ビットとされた 20b, 48kHz 精度変換信号が生成される。この精度変換信号は、伸張部 $80_{2,1}$ よりの伸張復号化された 20b, 48kHz 誤差信号 $\Delta_{2,1}$ と加算部 $82_{2,1}$ で加算され 20b, 48kHz ディジタル信号 $S_{2,1}$ が再生される。

伸張部 $80_{1,1}$ からの伸張復号化された 16b, 48kHz ディジタル信号 $S_{1,1}$ はアップサンプル部 $83_{1,1}$ でそのサンプリング周波数が 96kHz に変換され、この 16b, 96kHz アップサンプル信号は伸張部 $80_{1,2}$ よりの伸張復号化された 16b, 96kHz 誤差信号に、加算部 $82_{1,2}$ で加算されて、16b, 96kHz ディジタル信号 $S_{1,2}$ が再生される。

一般化して表現すると、 $1 \leq m \leq M-1, 1 \leq n \leq N$ の範囲の m, n の組について、伸張部 $80_{m,n}$ により伸張復号された第 m 量子化精度、第 n サンプリング周波数の第 m, n ディジタル信号は、精度変換部 $81_{m,n}$ でその量子化精度（振幅語長）が第 $m+1$ 量子化精度の第 $m+1, n$ 精度変換信号に変換生成され、この第 $m+1, n$ 精度変換信号

が、伸張部 $80_{m+1,n}$ よりの伸張復号化された第 $m+1, n$ 残差信号に加算部 $82_{m+1,n}$ で加算されて量子化精度（振幅語長） $m+1$ 、第 n サンプリング周波数の第 $m+1, n$ ディジタル信号 $S_{m+1,n}$ が再生される。

また $m=1, 1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、伸張部 $80_{m,n}$ よりの第 m, n ディジタル信号はアップサンプル部 $83_{m,n}$ で第 $n+1$ サンプリング周波数の第 $m, n+1$ アップサンプル信号に変換生成され、この第 $m, n+1$ アップサンプル信号は伸張部 $80_{m,n+1}$ よりの第 m 量子化精度、第 $n+1$ サンプリング周波数の第 $m, n+1$ 誤差信号に加算部 $82_{m,n+1}$ で加算されて、第 m 量子化精度、第 $n+1$ サンプリング周波数の第 $m, n+1$ ディジタル信号 $S_{m,n+1}$ が再生される。なお $m=1, n=1$ 以外の伸張部 $80_{m,n}$ においては第 m 量子化精度、第 n サンプリング周波数の第 m, n 誤差信号が伸張復号化される。

アップサンプル部 $83_{1,1}, 83_{1,2}$ に用いる補間フィルタのタップ数が予め知られていない場合は、それぞれ符号 B、符号 C とそれぞれ関連付けて入力される第 1, 2 補助符号、第 1, 3 補助符号がそれぞれ補助符号復号化部 $85_{1,2}, 85_{1,3}$ により補助情報としてのタップ数が復号され、各タップ数が対応するアップサンプル部 $83_{1,1}, 83_{1,2}$ に設定される。

伸張部 $80_{1,1}$ は圧縮部 $61_{1,1}$ と対応したものが用いられ、例えば圧縮部 $61_{1,1}$ として図 18 A の符号化器 61 が用いられた場合は、伸張部 $80_{1,1}$ として図 18 B の復号化器 80 が用いられる。

伸張部 $80_{1,2}, 80_{1,3}$ はそれぞれ圧縮部 $61_{1,2}, 61_{1,3}$ の符号化方法と対応した復号化方法を使用し、予測復号化法又は変換復号化法などを用いることができる。他の伸張部も対応する圧縮部で用いる符号化方法に対応する復号化方法を用いる。圧縮部が図 19 A に示した構成の場合、その伸張部としては図 19 B に示す構成を使用する。

図 31 に示した構成によれば、各種の量子化精度（振幅分解能、振幅語長）と各種のサンプリング周波数（サンプリングレート）の組み合せをもつ各種のディジタル信号を、2 次元階層として統一的に符号化することができ、しかも全体として高い能率で圧縮符号化でき、利用者の要求する各種組み合せのディジタル信号を、少ないデータ量で提供することができる。

図32に示した構成によれば、図31に示した符号化装置により符号化された符号から、量子化精度とサンプリング周波数の各種組み合せのディジタル信号中の所望とするものを統一的に復号化することができる。

なお利用者によっては必ずしも図31中に示した全ての組み合せの第m,nディジタル信号を必要としない。図32に示した復号化装置において
5 伸張部80_{1,1}、アップサンプル部83_{1,1}、伸張部80_{1,2}、加算部82_{1,2}と、
{精度変換部81_{1,1}、伸張部80_{2,1}及び加算部82_{2,1}} 及び {精度変換部81_{1,2}、伸
張部80_{2,2}及び加算部82_{2,2}} 及び {アップサンプル部83_{1,2}、伸張部80_{1,3}、加算
部82_{1,3}、精度変換部81_{1,3}、伸張部80_{2,3}及び加算部82_{2,3}} の少なくとも1つの
10 組を備えたものでもよい。

第9実施例

この第9実施例はM種の振幅語長（量子化精度）、N種のサンプリング周波数（サンプリングレート）が組み合せられた第m,nディジタル信号を出力する音源が存在することを前提とする。ただし、いずれかの音源が存在しない場合は、図
15 31に示した符号化装置の場合と同様に上位の階層のディジタル信号から作成してもよい。

図33に示すように最も短かい振幅語長、この例では16ビットのディジタル信号についてはサンプリング周波数の階層化は下位のサンプリングレート、つまり低いサンプリング周波数のディジタル信号を、当該ディジタル信号と同一サン
20 プリング周波数になるようにアップサンプリングした後、そのアップサンプリングした信号との誤差信号を符号化して符号B、Cを求め、また最もサンプリング周波数が低い、この例では48kHzのディジタル信号は例えば16ビット信号と20ビット信号の誤差信号、20ビット信号と24ビット信号の誤差信号を順次用いて符号D、Gを構成する。

25 当該ディジタル信号に対し、サンプリング周波数方向でも、振幅分解能方向でも下位の信号、つまりサンプリング周波数が低い、又は振幅語長が短かい信号が存在する場合は、2種類の選択の余地がある。つまり、当該ディジタル信号と、下位のサンプリング周波数のディジタル信号との誤差及び下位の振幅語長（振幅分解能）のディジタル信号との誤差の両誤差信号を比較し、誤差信号のパワーが

小さい属性の誤差信号を選択して符号化し、それとともにその選択された属性を指定する補助情報を符号化する。例えば、20b, 96kHz ディジタル信号 $S_{2,2}$ に対しては精度変換部 $62_{1,2}$ で 16b, 96kHz ディジタル信号 $S_{1,2}$ の各サンプルの下位に 0 を 4 ビット付加した信号との誤差信号、または 20b, 48kHz ディジタル信号 $S_{2,1}$ を 5 アップサンプル部 $64_{2,1}$ で 96kHz にアップサンプリングした信号との誤差信号を生成し、これら誤差信号のパワーが小さい方を選択し、その誤差信号 $\Delta_{2,2}$ を圧縮部 $61_{2,2}$ で符号化して符号 E とすると共に、その選択された属性を表す補助情報 5 を補助符号化部 $77_{2,2}$ で符号化し、符号 E と関連付けて出力する。

あるいは当該ディジタル信号 $S_{2,2}$ の下位のサンプリング周波数のディジタル信号 $S_{2,1}$ と下位の振幅分解能（量子化精度）のディジタル信号 $S_{1,2}$ との重み付け加算信号を作成し、この加算信号と当該ディジタル信号 $S_{2,2}$ との誤差信号のパワーが最小となるように重み付け係数を補助情報として決定し、その重み付け係数である補助情報と、誤差信号 $\Delta_{2,2}$ を符号化する。
10

図 3 3において 20b, 96kHz ディジタル信号の再生は、符号 A, B, E の組を使って行うこともできるし、符号 B, D, E の組を使って行うこともできることを示す。つまり選択を表す補助情報はディジタル信号の再生の際に図 3 3 中の白矢印と黒矢印の何れの復号経路を選択するかを示す。このように下位のディジタル信号を選択して誤差信号を生成して符号化すると、各ディジタル信号の再生に必要とする符号は図 3 4 の表に示すようになる。
15

20 符号化装置

この第 9 実施例の符号化装置の実施例を図 3 5 に示す。符号 A～I を作るのに必要とするサンプリング周波数と量子化精度の組み合せのそれぞれ原音の第 m, n ディジタル信号 $S_{m,n}$ が音源 $60_{m,n}$ に格納されているとする。あるいは、外部から第 m, n ディジタル信号が入力されてもよい。 $m=1, 2, 3$ の場合であり、第 m 振幅語長（量子化精度）と対応し、この例では $m=1$ は 16 ビット、 $m=2$ は 20 ビット、
25 $m=3$ は 24 ビットの場合であり、 $n=1, 2, 3$ であり、第 n サンプリング周波数（サンプリングレート）と対応し、この例では $n=1$ は 48kHz、 $n=2$ は 96kHz、 $n=3$ は 192kHz である。 m, n はいずれもその値が大きいほど上位の階層を表す。第 m, n ディジタル信号は第 m 量子化精度で、第 n サンプリング周波数のディジタル信号

を表す。またこれら第m量子化精度と第nサンプリング周波数の値を直接使って、例えば16b, 96kHzデジタル信号と表現する場合もある。

ある条件のデジタル信号が用意されていない場合は、その上位のデジタル信号から作成する。少くとも第3, 3デジタル信号S_{3,3}、つまり振幅語長が24ビットサンプリング周波数が192kHzのデジタル信号音源60_{3,3}は用意され、この第3, 3デジタル信号S_{3,3}から、ダウンサンプリングや下位ビット（この例では下位4ビット又は8ビット）の切り捨てなどにより、他の音源60_{m,n}（m≠3, n≠3）のデジタル信号S_{m,n}を生成する。

音源60_{1,1}よりの16b, 48kHzデジタル信号S_{1,1}は圧縮部61_{1,1}により圧縮符号化され、符号Aが生成出力される。また16b, 48kHzデジタル信号は精度変換部62_{1,1}でその第1量子化精度（16ビット）がこれよりも高い第2量子化精度（20ビット）に精度変換される。例えば16b, 48kHzデジタル信号が符号絶対値表現の場合その下位に0が所定ビット、この例では4ビット付加され、音源60_{2,1}からの20b, 48kHzデジタル信号S_{2,1}と同一量子化精度（同一振幅語長）の20b, 48kHz精度変換信号とされる。音源60_{2,1}よりの20b, 48kHzデジタル信号S_{2,1}は減算部63_{2,1}でこの20b, 48kHz精度変換信号が減算され、20b, 48kHz誤差信号Δ_{2,1}が生成され、この誤差信号Δ_{2,1}が圧縮部61_{2,1}で圧縮符号化されて符号Dが生成出力される。

また16b, 48kHzデジタル信号S_{1,1}はアップサンプル部64_{1,1}により、そのサンプリング周波数が第1サンプリング周波数（48kHz）より高い第2サンプリング周波数（96kHz）の16b, 96kHzアップサンプリング信号に変換生成される。音源60_{1,2}よりの16b, 96kHzデジタル信号S_{1,2}は減算部63_{1,2}において16b, 96kHzアップサンプリング信号との差分を16b, 96kHz誤差信号Δ_{1,2}として生成される。この16b, 96kHz誤差信号Δ_{1,2}は圧縮部61_{1,2}により圧縮符号化され、符号Bが生成、出力される。

このように、それより下位のサンプリング周波数がない、つまり最も低いサンプリング周波数のデジタル信号、例えば24b, 48kHzデジタル信号S_{3,1}及び20b, 48kHzデジタル信号S_{2,1}の符号化は、同一サンプリング周波数でのデジタル信号より1階層下位の量子化精度のデジタル信号との誤差信号を圧縮符

号化することにより行う。また下位の量子化精度がないディジタル信号、例えば 16b, 96kHz ディジタル信号 $S_{1,2}$ 、16b, 192kHz ディジタル信号 $S_{1,3}$ の符号化は、同一の量子化精度で下位のサンプリング周波数のディジタル信号 $S_{1,1}$, $S_{1,2}$ との誤差信号を圧縮符号化しておこなう。

- 5 しかし 20b, 96kHz ディジタル信号 $S_{2,2}$ のように量子化精度についてもより下位の入力ディジタル信号が存在し、サンプリング周波数についてもより下位の入力ディジタル信号が存在する場合は、これらの何れかを選択する。つまり 20b, 96kHz ディジタル信号 $S_{2,2}$ の場合は、そのサンプリング周波数が次に下位で同一振幅語長の 20b, 48kHz ディジタル信号 $S_{2,1}$ をアップサンプル部 $64_{2,1}$ でサンプリング周波数 96kHz にアップサンプリングした 20b, 96kHz アップサンプル信号を使用するか、または振幅語長（量子化精度）が次に下位で同一サンプリング周波数の 16b, 96kHz ディジタル信号 $S_{1,2}$ を精度変換部 $62_{1,2}$ で下位に 0 を 4 ビット付加した、20b, 96kHz の精度変換信号を使用するかの何れかを図 3 6 を参照して後述する選択部 $76_{2,2}$ で選択し、その選択した信号と 20b, 96kHz ディジタル信号 $S_{2,2}$ との差分を誤差信号 $\Delta_{2,2}$ として減算部 $63_{2,2}$ で求める。この誤差信号 $\Delta_{2,2}$ のパワーが小さい属性の下位からのディジタル信号を選択部 $76_{2,2}$ で選択し、いずれの属性の信号を選択したかを表す情報を補助符号化部 77 で符号化し、補助符号を出力する。この 20b, 96kHz 誤差信号 $\Delta_{2,2}$ が圧縮部 $61_{2,2}$ で圧縮符号化されて符号 E とされる。
- 10 同様に 24b, 48kHz ディジタル信号 $S_{3,1}$ をアップサンプル部 $64_{3,1}$ で 24b, 96kHz のアップサンプル信号とし、また 20b, 96kHz ディジタル信号 $S_{2,2}$ を精度変換部 $62_{2,2}$ で下位に 4 ビットの "0" を付加することにより 24b, 96kHz 精度変換信号とし、これら両信号の一方を選択部 $76_{3,2}$ で選択し、その選択した信号と 24b, 96kHz ディジタル信号 $S_{3,2}$ との差分を 24b, 96kHz 誤差信号 $\Delta_{3,2}$ として減算部 $63_{3,2}$ で生成して、圧縮部 $61_{3,2}$ で符号 H とする。
- 15 20b, 192kHz ディジタル信号 $S_{2,3}$ も同様にして 20b, 96kHz ディジタル信号 $S_{2,2}$ のアップサンプル信号と、16b, 192kHz ディジタル信号 $S_{1,3}$ の精度変換信号との一方との誤差信号 $\Delta_{2,3}$ を圧縮符号化して符号 F を生成する。24b, 192kHz ディジタル信号 $S_{3,3}$ も 2 つの下位のディジタル信号 $S_{3,2}$, $S_{2,3}$ の一方を選択部 $76_{3,3}$ で選択

し、その誤差信号 $\Delta_{3,3}$ から符号 I を生成する。

選択部 76_{2,2}, 76_{3,2}, 76_{2,3}, 76_{3,3} の具体例を図 3 6 に示す。この例では $2 \leq m \leq M$,

$1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、第 $m, n+1$ ディジタル信号 $S_{m, n+1}$ を圧縮符

号化する場合で、第 m, n ディジタル信号 $S_{m, n}$ がアップサンプル部 64_{m,n} で第 $m, n+1$

5 アップサンプル信号にアップサンプリングされ、また第 $m-1, n+1$ ディジタル信号 $S_{m-1, n+1}$ が精度変換部 62_{m-1, n+1} で第 $m, n+1$ 精度変換信号に精度変換される。これら

第 $m, n+1$ アップサンプル信号と第 $m, n+1$ ディジタル信号 $S_{m, n+1}$ との歪、及び第

$m, n+1$ 精度変換信号と第 $m, n+1$ ディジタル信号 $S_{m, n+1}$ との歪が第 m, n 歪及び第 $m-$

1, $n+1$ 歪としてそれぞれ歪計算部 7 6 A 及び 7 6 B で計算される。比較部 7 6 C

10 はこれら第 m, n 歪及び第 $m-1, n+1$ 歪のパワーを比較し、第 m, n 歪のパワーの方が小さければ第 $m, n+1$ アップサンプル信号を選択し、第 $m-1, n+1$ 歪のパワーの方が小さければ、第 $m, n+1$ 精度変換信号を選択するようにスイッチ 7 6 D を制御する。

スイッチ 7 6 D で選択された信号が減算部 63_{m, n+1} へ供給され、第 $m, n+1$ ディジ

タル信号 $S_{m, n+1}$ との第 $m, n+1$ 誤差信号 $\Delta_{m, n+1}$ が生成され、これが圧縮部 61_{m, n+1} で第

15 $m, n+1$ 符号に圧縮符号化される。このようにして第 $m, n+1$ ディジタル信号 $S_{m, n+1}$ と第 m, n ディジタル信号 $S_{m, n}$ 及び第 $m-1, n+1$ ディジタル信号 $S_{m-1, n+1}$ との両誤差信号のうちパワーが小さい方の誤差信号が第 $m, n+1$ 誤差信号 $\Delta_{m, n+1}$ として生成される。スイッチ 7 6 D で何れの信号を選択したかを示す補助情報を補助符号化部 7

7 で第 $m, n+1$ 補助符号として第 $m, n+1$ 符号に関連付けておく。この補助情報は第

20 $m, n+1$ ディジタル信号 $S_{m, n+1}$ に対し、サンプリング周波数がすぐ下位の第 m, n ディジタル信号 $S_{m, n}$ か、量子化精度がすぐ下位の第 $m-1, n+1$ ディジタル信号 $S_{m-1, n+1}$ の何れかを選択したかがわかれればよく、第 $m, n+1$ 補助符号は補助情報の有無の符号と、何れを選択したかを示す符号の計 2 ビットでもよく、従って、第 $m, n+1$ 符号に誤差信号符号と補助情報とが区別できるように、一体化して出力してもよい。

25 図 3 5 の符号化装置と対応する復号化装置の実施例を図 3 7 に示す。最下位のサンプリング周波数 48kHz のディジタル信号に対する復号は図 3 2 に示した復号化装置と同様である。復号対象ディジタル信号よりも下位の量子化精度及び下位のサンプリング周波数のディジタル信号が再生されている場合は、例えば 20b, 96kHz ディジタル信号 $S_{2,2}$ を再生する場合は、再生された 20b, 48kHz ディジ

タル信号 $S_{2,1}$ がアップサンプル部 $83_{2,1}$ で 20b, 96kHz アップサンプル信号とされ
て選択部 $87_{2,2}$ へ供給され、また再生された 16b, 96kHz ディジタル信号 $S_{1,2}$ が精
度変換部 $81_{1,2}$ で 20b, 96kHz 精度変換信号に変換されて選択部 $87_{2,2}$ へ供給される。
補助復号部 $86_{2,2}$ で第 2, 2 補助符号が復号され、その復号された補助情報が示す
5 選択情報に従って選択部 $87_{2,2}$ は両入力信号の一方を選択して加算部 $82_{2,2}$ に与え
る。加算部 $82_{2,2}$ は伸張部 $80_{2,2}$ からの符号 E の復号 20b, 96kHz 誤差信号 $\Delta_{2,2}$ と選
択部 $87_{2,2}$ により選択された信号を加算して 20b, 96kHz ディジタル信号 $S_{2,2}$ が再
生される。

一般的には $2 \leq m \leq M$, $1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、第 $m, n+1$ 補助符
号が補助復号部 $86_{m,n+1}$ で復号された補助情報に従って、何れかの属性の信号、つ
まり再生された第 m, n ディジタル信号 $S_{m,n}$ をアップサンプル部 $83_{m,n}$ で第 $m, n+1$
アップサンプル信号としたものか、又は再生された第 $m-1, n+1$ ディジタル信号
 $S_{m-1,n+1}$ を精度変換部 $81_{m-1,n+1}$ で第 $m, n+1$ 精度変換信号としたもののいずれか一方
が選択部 $87_{m,n+1}$ で選択される。選択された信号は加算部 $82_{m,n+1}$ で第 $m, n+1$ 符号を
15 伸張復号した第 $m, n+1$ 誤差信号 $\Delta_{m,n+1}$ と加算されて、第 $m, n+1$ ディジタル信号
 $S_{m,n+1}$ が再生される。

なお第 m, n ディジタル信号 $S_{m,n}$ 、第 $m-1, n+1$ ディジタル信号 $S_{m-1,n+1}$ の符号から
の再生方法は、図 37 に示した手法に限らない。要はこれら両ディジタル信号を
再生する手段があればよい。

20 第 10 実施例

前述の第 9 実施例ではサンプリング周波数は同一で下位の量子化精度のディジ
タル信号と、量子化精度は同一で下位のサンプリング周波数のディジタル信号の
うち、誤差信号のパワーが小さいほうのディジタル信号を選んで圧縮率を高めた
が、これら 2 つの下位のディジタル信号を重み付け加算して誤差信号のパワーが
25 小さくなるようにしてもよい。即ち図 35 中で各選択部 $76_{m,n}$ ($2 \leq m \leq M$, $2 \leq n \leq N$) のブロック内に括弧書きで混合部と記すように、選択部の代りに混合部を用
いて両入力信号を重み付け加算して出力するようとする。例えば混合部 $76_{2,2}$ で
はアップサンプル部 $64_{2,1}$ よりの 20b, 96kHz アップサンプル信号と、精度変換部
 $62_{1,2}$ よりの 20b, 96kHz 精度変換信号とを重み付け加算し、その 20b, 96kHz 加算

信号と 20b, 96kHz ディジタル信号 $S_{2,2}$ との 20b, 96kHz 誤差信号 $\Delta_{2,2}$ を減算部 63_{2,2} で生成する。その際、20b, 96kHz 誤差信号 $\Delta_{2,2}$ のパワーを最小にするように、混合部 76_{2,2} で用いる重み係数の組を、予め図示してない記憶部に格納された複数の組の中から選択して決定する。このようにしてパワーを最小とする

- 5 20b, 96kHz 誤差信号 $\Delta_{2,2}$ が圧縮部 61_{2,2} で圧縮符号化され、符号 E が出力される。混合部 76_{m,n+1} の具体例を図 3 8 に示す。アップサンプル部 64_{m,n} からの第 m, n+1 アップサンプル信号、精度変換部 62_{m-1,n+1} よりの第 m, n+1 精度変換信号は乗算部 76 G, 76 H でそれぞれ選択した組の重み係数 W1, W2 が乗算される。これら乗算結果が加算部 76 J で加算され、その第 m, n+1 加算信号と第 m, n+1 ディジタル信号 $S_{n,n+1}$ との差分が誤差信号として減算部 63_{m,n+1} で生成される。この第 m, n+1 誤差信号は制御部 76 K に分岐入力される。制御部 76 K は上述のように図示してない記憶部に予め決めた複数の組の重み係数 W1, W2 をそれらの組を表す符号と対応させた表として有しており、第 m, n+1 誤差信号 $\Delta_{m,n+1}$ のパワーが最小となるように重み係数表から 1 つの組の重み係数 W1 と W2 を選択して乗算部 76 G, 76 H へ与える。誤差信号のパワーが最も小さい時の第 m, n+1 誤差信号 $\Delta_{m,n+1}$ を圧縮部 61_{m,n+1} で圧縮符号化させ、またその時選択した重み係数の組 (W1, W2) を指定する符号を補助符号化部 79 で第 m, n+1 補助符号として、誤差信号 $\Delta_{m,n+1}$ の第 m, n+1 符号と関連付けて出力する。

20 ディジタル信号の符号化は一般にフレーム（符号化単位時間）に分割して行うが、この補助情報の決定もフレームごとに行う場合に限らず、フレームを構成するサブフレームごとに行ってもよい。

この混合部 76 を用いる符号化装置と対応する復号化装置においては、図 3 7 中に括弧書きで示すように選択部 87 の代りに混合部 87 を用いればよい。混合部 87 は図 3 8 に示した重み付け加算を行う構成、つまり乗算部 76 G, 76 H と加算部 76 J とを有する構成と同じである。例えば補助復号部 86_{2,2} に図 3 8 の制御部 76 K が有するのと同じ重み係数表が図示してない記憶部に設けられており、入力された補助符号、つまり重みの組み合せを示す符号に基づいて対応する組の重み係数 W1, W2 を重み係数表から取り出し、アップサンプル部 83_{2,1} からの 20b, 96kHz アップサンプル信号と精度変換部 81_{1,2} からの 20b, 96kHz 精度変換

信号に対し、混合部 $87_{2,2}$ で重み W_1, W_2 をそれぞれ乗算し、その乗算結果を加算し、その加算結果の 20b, 96kHz 加算信号を伸張部 $80_{2,2}$ からの伸張復号された 20b, 96kHz 誤差信号 $\Delta_{2,2}$ と加算部 $82_{2,2}$ で加算して 20b, 96kHz ディジタル信号 $S_{2,2}$ を再生する。

- 5 一般的に表現すると、アップサンプル部 $83_{m,n}$ よりの第 $m, n+1$ アップサンプル信号と、精度変換部 $81_{m-1, n+1}$ よりの第 $m, n+1$ 精度変換信号に対し、第 $m, n+1$ 補助符号を補助復号部 $86_{m, n+1}$ で入力された補助符号により指定された重み係数の組 W_1, W_2 をそれぞれ混合部 $87_{m, n+1}$ で乗算し、その乗算結果を加算し、その第 $m, n+1$ 加算信号と、伸張部 $80_{m, n+1}$ で第 $m, n+1$ 符号を復号して得た第 $m, n+1$ 誤差信号 $\Delta_{m, n+1}$ とを加算部 $82_{m, n+1}$ で加算して第 $m, n+1$ ディジタル信号 $S_{m, n+1}$ を再生する。

第 10 実施例の変形例

- 図 3 5 中の量子化精度とサンプリング周波数の各種組み合せの第 m, n ディジタル信号は同じ音場から別々に採取された信号として入力されるか、又はそれらが音源 $60_{1,1} \sim 60_{3,3}$ に一旦蓄積され、それらから読み出される。各音源のディジタル信号は第 m, n ディジタル信号 $S_{m,n}$ を単純にダウンサンプリングと下位ビット切り捨てを行ったものと異なり、雑音（固定ディザ信号）を加えたりすることがあり、また振幅やサンプリング（標本点位置）のずれなどの種々の変換や調整が行われている可能性がある。この変換や調整はどのようなものであるか、一般的には事前に知られていない。

- 20 そこでこの変形例では図 3 5 に示した符号化装置において、第 n サンプリング周波数、第 m 量子化精度のディジタル信号に対し、それより下位の第 $n-1$ サンプリング周波数のディジタル信号、又は下位の第 $m-1$ 量子化精度のディジタル信号を上記と同じ階層のディジタル信号に変形して、上位のディジタル信号から下位のディジタル信号を差し引いた誤差信号のパワーが最小となるようにする。

- 25 例えば図 2 2 に示したように、第 m, n ディジタル信号 $S_{m,n}$ は精度変換部 $62_{m,n}$ において前述したように、量子化精度（振幅語長、振幅分解能）が第 $m+1$ 量子化精度に変換され、この第 $m+1, n$ 精度変換信号は、この例では利得調整部 6.6 A によりレベル調整され、更にそのレベル（利得）調整された第 $m+1, n$ 精度変換信号はタイミング調整部 6.6 B でサンプル位置が調整され、そのサンプル位置調整さ

れた第 $m+1, n$ 精度変換信号により第 $m+1, n$ ディジタル信号 $S_{m+1, n}$ に対し減算が減算部 $63_{m+1, n}$ で行われる。これらの調整については図 2 2 を参照して説明したものと同じであり、説明を省略する。

また、符号化装置において、下位ディジタル信号、具体的には例えば第 $m+1, n$ 5 精度変換信号に時間・利得調整を行った場合、復号化装置において、その時間・利得調整を対応する第 $m+1, n$ 精度変換信号を行う必要がある。その場合の例も、図 2 3 で説明したと同様の構成とすることができます、その動作についてはすでに説明したので、ここでは説明を省略する。

以上の変形例は最下位のサンプリング周波数が、図 3 5、図 3 7 では 48kHz の 10 ディジタル信号、最下位の量子化精度が図 3 5、図 3 7 では 16 ビットのディジタル信号の符号化、復号化の場合の例である。選択部や混合部を用いる場合は、図 3 6 中及び図 3 8 中に破線で示すように調整部 7 6 E でアップサンプル部 15 $64_{n, n}$ よりの第 $m, n+1$ アップサンプル信号と、第 $m, n+1$ ディジタル信号 $S_{m, n+1}$ との間で図 2 2 に示した利得調整部 6 6 A によるレベル調整及びタイミング調整部 6 6 B によるサンプル位置調整の一方又は両方を行って図 3 6 では歪計算部 7 6 A 及びスイッチ部 7 6 D (図 3 8 では又は乗算部 7 6 G) へ供給し、また調整部 7 6 F で、精度変換部 $62_{m-1, n+1}$ よりの第 $m, n+1$ 精度変換信号と第 $m, n+1$ ディジタル信号との間で図 2 2 に示したレベル調整及びサンプル位置調整の何れか一方または両方を行って歪計算部 7 6 B (又は乗算部 7 6 H) へ供給する。またこれら調整部 7 6 E, 7 6 F よりの調整利得及び調整サンプル位置量の一方又は両方の第 $m, n+1$ 補助符号が出力される。これら第 $m, n+1$ 補助符号は、補助符号化部 7 7 よりの第 $m, n+1$ 補助符号と共に 1 つの第 $m, n+1$ 補助符号として出力してもよい。また図 3 8 に示した例では、調整部 7 6 E, 7 6 F での各調整利得と、乗算部 7 6 G, 7 6 H の各重み $W1, W2$ をそれぞれ乗算した値を補助情報に用いてもよい。 20 図 3 7 に示した復号化装置において選択部又は混合部 $87_{m, n}$ を用いる場合は、例えば図 3 9 に示すように第 $m, n+1$ 補助符号は、補助情報復号部 8 8 により復号される。アップサンプル部 $83_{m, n}$ 及び精度変換部 $81_{m-1, n+1}$ と選択部 (混合部) $87_{m, n+1}$ との間に調整部 8 7 A 及び 8 7 B がそれぞれ挿入され、これら調整部 8 7 A, 8 7 B はそれぞれ図 2 3 中に示した調整部 8 7 と同様の構成とされ、補助

情報復号部 8 からの復号された調整利得及び調整サンプル位置量の一方又は両方に対応するものが供給され、第 $m, n+1$ アップサンプル信号及び第 $m, n+1$ 精度変換信号がそれぞれレベル調整及びサンプル位置調整の一方又は両方が行われて選択部（混合部） $87_{m, n+1}$ へ供給される。

5 図 3 5 に示した符号化装置においては 20b, 96kHz ディジタル信号 $S_{2,2}$ を符号化する場合に、図 3 4 に示したように符号 A, D, E の組を用いることができるし、符号 A, B, E の組を用いることもできる。従って、これらの組による符号化のうち、最も情報量の少ない組による符号化方法を用いることができる。同様に 24b, 192kHz ディジタル信号 $S_{3,3}$ については符号 A, B, C, F, I の組、符号 A, B, E, F, I の組、符号 A, B, E, H, I の組、符号 A, D, E, F, I の組、符号 A, D, E, H, I の組、符号 A, D, G, H, I の組の 6 通りの符号化のうち、合計情報量が最も小さくなるものによって符号化されるため、高い圧縮率が得られる。その他のディジタル信号も、図 3 4 に示した論理式で表されるように、例えば 20b, 192kHz ディジタル信号の場合は、符号 A, B, C, F の組、A, B, E, F の組、A, B, E, F の組、A, D, E, F の組の 4 通りによる符号化が可能である。また、24b, 96kHz ディジタル信号の場合は、A, B, E, H の組、A, D, E, H の組、A, D, G, H の組の 3 通りによる符号化が可能である。これらのうち最も合計情報量の少ない組（最も圧縮率が高くなる組）を使用することにより、伝送効率を高めることができる。

10 15 20 なお図 3 5 に示した符号化装置中の圧縮部も、図 2 7、図 3 1 に示した符号化装置の圧縮部と同様の構成とすることができます、同様に図 3 7 に示した復号化装置中の伸張器は図 3 0、図 3 2 に示した復号化装置中の伸張器と同様の構成とすることができます。

25 先に述べたように、第 1 0 実施例の符号器において、いずれかの音源が存在していない場合、あるいは最高量子化精度、最高サンプリング周波数のディジタル信号音源しかない場合は、存在する音源の信号から、他の量子化精度、サンプリング周波数のディジタル信号を作つて符号化する。24b, 192kHz ディジタル化信号 $S_{3,3}$ からすべてのディジタル信号を作る例を図 4 0 に図 3 5 と対応する部分に同一参照番号を付けて変更された部分についてのみ説明する。図 4 0 中の左側の

破線で示す音源は存在していない。

24b, 192kHz ディジタル信号 $S_{3,3}$ は桁落部 $67_{3,3}$ で下位 4 桁が除去され、

20b, 192kHz ディジタル信号 $S_{2,3}$ が生成される。その 20b, 192kHz ディジタル信号
は更に桁落部 $67_{2,3}$ で下位 4 ビットを用いずに、16b, 192kHz ディジタル信号 $S_{1,3}$

5 が生成される。24b, 192kHz ディジタル信号 $S_{3,3}$ はダウンサンプル部 $68_{3,3}$ でサン
プリング周波数が 96kHz にダウンサンプリングされ、24b, 96kHz ディジタル信号
 $S_{3,2}$ が生成される。この 24b, 96kHz ディジタル信号 $S_{3,2}$ は桁落部 $67_{3,2}$, $67_{2,2}$ によ
り順次、下位 4 ビットを用いずに、それぞれ 20b, 96kHz ディジタル信号 $S_{2,2}$,
16b, 96kHz ディジタル信号 $S_{1,2}$ が生成される。以下同様に 24b, 48kHz ディジタル
10 信号 $S_{3,1}$ 、20b, 48kHz ディジタル信号 $S_{2,1}$ 、16b, 48kHz ディジタル信号 $S_{1,1}$ がダウ
ンサンプル部 $68_{3,2}$ 、桁落部 $67_{3,1}$, $67_{2,1}$ により生成される。

これらディジタル信号の生成法の他の例を図 4 1 に示す。この場合は、図 4 0
と同様に桁落部 $67_{3,3}$, $67_{2,3}$ により 20b, 192kHz ディジタル信号 $S_{2,3}$ 、16b, 192kHz
デジタル信号 $S_{1,3}$ を生成し、ダウンサンプル部 $68_{3,3}$, $68_{3,2}$ により 24b, 96kHz
15 デジタル信号 $S_{3,2}$ と 24b, 48kHz ディジタル信号 $S_{3,1}$ を生成するが、この例では
桁落部 $67_{3,3}$ よりの 20b, 192kHz ディジタル信号 $S_{2,3}$ 、桁落部 $67_{2,3}$ よりの
16b, 192kHz ディジタル信号 $S_{1,3}$ がそれぞれ、ダウンサンプル部 $68_{2,3}$, $68_{1,3}$ によ
りダウンサンプリングされて 20b, 96kHz ディジタル信号、16b, 96kHz ディジタル
信号 $S_{1,2}$ が生成され、更にこれらがダウンサンプル部 $68_{2,2}$, $68_{1,2}$ によりダウ
20 サンプリングされて、20b, 48kHz ディジタル信号 $S_{2,1}$ 、16b, 48kHz ディジタル信
号 $S_{1,1}$ が生成される。図 4 0、図 4 1 においてその他の構成は、図 3 5 と同様で
ある。

上述した第 7 ~ 第 10 実施例において、量子化精度の種類の数 M、サンプリン
グ周波数の種類の数 N は各 3 に限らず、M の値を別の値にしてもよい。同様に N
25 の値についても 3 に限らず、他の値にしてもよい。また上述した各実施例にそれ
ぞれ示した各符号器、各復号器を、それぞれコンピュータにプログラムを実行さ
せて機能させる構成としてもよい。この場合は、例えば復号器について云えば、
CD-ROM、磁気ディスクなどの記録媒体から、又は通信回線を通して復号化
プログラムをコンピュータ内の CPU などの制御手段によりダウンロードさせ、

その復号化プログラムをコンピュータに実行されればよい。

第7～第10実施例によつても、例えば図24を参照して説明した楽音配信システムを実行することができる。

上述の第7乃至第10実施例によれば、振幅の量子化精度やサンプリング周波数の異なる符号化が統一的に実行でき、システム全体として圧縮率を高めることができる。
5

第11実施例

まず、この第11実施例において使用するデジタル信号の2次元階層化を図42に示す。M種類の量子化精度として16ビット、20ビット、24ビットの10
3種類と、N種類のサンプリング周波数として48kHz、96kHz、192kHzの3種類を使用し、 $M \times N = 9$ 個の組み合せのデジタル信号の生成を可能とする。

量子化精度が24ビットのデジタル信号中の最下位ビットから下位8ビットを除いた上位16ビットについて、サンプリング周波数が48kHzで符号化した符号Aと、前記上位16ビットについて符号Aにより符号化された成分以上の周波数成分についてサンプリング周波数96kHzで符号化した符号Bと、更に符号Bにより符号化された成分以上の周波数成分についてサンプリング周波数192kHzで符号化した符号Cと、振幅語長16ビット信号についてサンプリング周波数が複数に階層化される。つまりサンプリング周波数の階層化は16ビット語長の信号で実現される。

20 16ビット語長に対し下位4ビットを付加して20ビット語長とした信号については、その下位4ビットの成分、つまり20ビット語長信号から16ビット語長成分を差し引いた残差成分（誤差信号）について、サンプリング周波数48kHzで符号化した符号Dと、20ビット語長でサンプリング周波数48kHzの信号をサンプリング周波数96kHzにアップサンプリングした信号と、20ビットサンプリング周波数96kHzのデジタル信号との誤差信号を圧縮符号化した符号Jと、20b, 96kHzデジタル信号をサンプリング周波数192kHzにアップサンプリングした信号と20b, 192kHzデジタル信号との誤差信号を圧縮符号化した符号Kとにより20ビット語長信号についてサンプリング周波数の階層化が実現される。

20ビット語長に対し更に下位4ビットを付加して24ビット語長とした信号

については、その下位 4 ビットの成分、つまり 24 ビット語長信号から 20 ビット語長成分を差し引いた残差成分（誤差信号）について、サンプリング周波数 48kHz で符号化した符号 G と、24b, 48kHz ディジタル信号をサンプリング周波数 96kHz にアップサンプリングした信号と、24b, 96kHz ディジタル信号との誤差信号を圧縮符号化した符号 L と、24b, 96kHz ディジタル信号をサンプリング周波数 192kHz にアップサンプリングした信号と 24b, 192kHz ディジタル信号との誤差信号を圧縮符号化した符号 M として、周波数方向に階層符号化する。つまり 16 ビット以上の量子化精度に対する階層化は各サンプリング周波数ごとに行う。この階層化における符号 A, B, C, D, G に対応する信号の量子化精度とサンプリング周波数は、図 25 における対応する符号と同じであるが、例えば本実施例では符号 L に対応する信号は図 25 における符号 B, E, H に対応する信号を含んでいる。同様に、本実施例の符号 M は図 25 における符号 C, F, I を含み、本実施例における符号 K は図 25 における符号 C, F を含み、本実施例における符号 J は図 25 における符号 B, E を含んでいる。

このように振幅語長（振幅分解能、量子化精度）とサンプリング周波数との二次元階層化された 9 種類の符号化条件により符号化された符号 A～D, G, J～M を用いることにより、図 43 の表に示すように $M=3$ 種類の振幅語長と $N=3$ 種類のサンプリング周波数の組み合せの全 $M \times N = 9$ 種類のディジタル信号を出力することができる。つまり各サンプリング周波数と量子化精度との各組み合せについて図 43 に示す符号を用いればよい。例えば、サンプリング周波数 96kHz、振幅語長 24 ビットの場合、符号 A と D と G と L を用いればよい。

次にこれら符号 A～D, G, J～M を生成する符号化方法を図 44 に示す機能構成を参照して説明する。符号 A～D, G, J～M を生成するのに必要とするサンプリング周波数と振幅語長の組み合せのそれぞれの原音の第 m, n ディジタル信号が音源 $60_{m,n}$ に格納されているとする。 $m=1, 2, 3$ であり、第 m 振幅語長（量子化精度）と対応し、この例では $m=1$ は 16 ビット、 $m=2$ は 20 ビット、 $m=3$ は 24 ビットの場合を示し、 $n=1, 2, 3$ であり、第 n サンプリング周波数（サンプリングレート）と対応し、この例では $n=1$ は 48kHz、 $n=2$ は 96kHz、 $n=3$ は 192kHz を示す。ある条件のディジタル信号が用意されていない場合は、その上

位の階層のデジタル信号から作成する。少くとも第 3, 3 デジタル信号 $S_{3,3}$ 、つまり振幅語長が 24 ビットでサンプリング周波数が 192kHz のデジタル信号音源 $60_{3,3}$ は用意され、この第 3, 3 デジタル信号 $S_{3,3}$ から、必要に応じてダウントサンプリングや下位 4 ビット又は 8 ビットの切り捨てなどにより、他の音源

- 5 $60_{m,n}$ ($m \neq 3, n \neq 3$) のデジタル信号を生成する。

音源 $60_{1,1}$ よりの第 1, 1 デジタル信号 $S_{1,1}$ は圧縮部 $61_{1,1}$ により圧縮符号化され、第 1, 1 符号 A が生成出力される。また第 1, 1 デジタル信号は精度変換部 $62_{1,1}$ でその第 1 量子化精度がこれよりも高い第 2 量子化精度に精度変換される。

例えば第 1, 1 デジタル信号 $S_{1,1}$ が符号絶対値表現の場合その下位に 0 が所定ビ

- 10 ット数分、この例では 4 ビット付加され、音源 $60_{2,1}$ の第 2, 1 デジタル信号 $S_{2,1}$ と同一量子化精度（同一振幅語長）の第 2, 1 精度変換信号とされる。音源

$60_{2,1}$ よりの第 2, 1 デジタル信号 $S_{2,1}$ は減算部 $63_{2,1}$ での第 2, 1 精度変換信号が減算され、第 2, 1 誤差信号 $\Delta_{2,1}$ が生成され、この第 2, 1 誤差信号 $\Delta_{2,1}$ が圧縮部 $61_{2,1}$ で圧縮符号化されて符号 D が生成出力される。つまり複数のデジタル

- 15 信号中のサンプリング周波数が最低のものは、そのデジタル信号より 1 階層下位の量子化精度のデジタル信号を、同一量子化精度（振幅語長）に精度変換した信号との誤差信号を圧縮符号化する。第 3, 1 デジタル信号も同様に符号化され、符号 G が生成される。

また第 1, 1 デジタル信号 $S_{1,1}$ は第 1, 1 アップサンプル部 $64_{1,1}$ により、その

- 20 サンプリング周波数が第 1 サンプリング周波数より高い第 2 サンプリング周波数の第 1, 2 アップサンプリング信号に変換生成される。この例ではサンプリング周波数が 48kHz から 96kHz に変換される場合であり、例えば図 17A, 18B で説明したように第 1, 1 デジタル信号の実線のサンプル列における各隣接サンプルを補間する破線のサンプルが挿入される。

- 25 音源 $60_{1,2}$ よりの第 1, 2 デジタル信号 $S_{1,2}$ は減算部 $63_{1,2}$ において第 1, 2 アップサンプリング信号が差し引かれ、第 1, 2 誤差信号 $\Delta_{1,2}$ が生成される。この第 1, 2 誤差信号 $\Delta_{1,2}$ は圧縮部 $61_{1,2}$ により圧縮符号化され、第 1, 2 符号 B が生成、出力される。

他の符号 B, C, J, K, L, M も同様に生成する。これら符号の生成を一般

的に述べる。 m と n の組み合せについて、最下位の $m=1, n=1$ の第 m, n デジタル信号を第 m, n 圧縮部 $61_{m,n}$ で圧縮符号化して、第 m, n 符号を生成し、出力する。

$2 \leq m \leq M, n=1$ の範囲の m, n の組の第 m, n デジタル信号 $S_{m,n}$ については第 m 量子化精度の直ぐ下位の第 $m-1$ 量子化精度の第 $m-1, n$ のデジタル信号を同一量子化精度 m の第 m, n 精度変換信号に第 $m-1, n$ 精度変換部 $62_{m-1,n}$ で変換生成し、第 m, n デジタル信号と第 m, n 精度変換信号との差を減算部 $63_{m,n}$ で求め、その第 m, n 誤差信号を圧縮部 $61_{m,n}$ で圧縮符号化して第 m, n 符号を生成、出力する。

またサンプリング周波数が最低でない、つまり $n \geq 2$ の第 m, n デジタル信号については、同一量子化精度でサンプリング周波数が直ぐ下位の第 $m, n-1$ デジタル信号を第 n サンプリング周波数に第 $m, n-1$ アップサンプル部 $64_{m,n-1}$ でアップサンプリングして第 m, n アップサンプリング信号を生成し、第 m, n デジタル信号から第 m, n アップサンプリング信号を減算部 $63_{m,n}$ で減算し、その残りを第 m, n 誤差信号を、圧縮部 $61_{m,n}$ で圧縮符号化して、第 m, n 符号を生成、出力する。

原音信号が音声や音楽のような場合、一般に第 $1, 1$ デジタル信号は低周波数領域にエネルギーが大きく偏っているので、第 $1, 1$ 圧縮部 $61_{1,1}$ としては予測符号化や変換符号化、あるいは高压縮の符号化と組み合せた圧縮符号化が可能である。具体的には例えば前述の図 $18A$ の符号化器 61 を使用することができる。

圧縮部 $61_{1,2}, 61_{1,3}$ への入力である第 $1, 2$ 誤差信号、第 $1, 3$ 誤差信号は前述したように第 $1, 1$ 誤差信号の帯域外である。周波数帯域の上半分にしかエネルギーがないので信号を予測したり、前述の図 $18A$ 中の配列変換部 $61E$ での処理のような変換を行った後、圧縮符号化してもよい。圧縮部 $61_{2,1}, 61_{3,1}, 61_{2,2}, 61_{3,2}, 61_{2,3}$ 及び $61_{3,3}$ は、例えば前述の図 28 に示した予測符号器と可逆圧縮部との組み合せ、あるいは前述の図 $18A$ 中の符号化器 61 から非可逆量子化部 $61B$ 、逆量子化部 $61C$ 及び差回路 $61D$ を除いた符号化器、つまり図 $19A$ に示す可逆符号化器 61 を用いることができる。これら圧縮部 $61_{2,1}, 61_{3,1}, \dots, 61_{2,3}, 61_{3,3}$ に入力される誤差信号が十分小さく、雑音のように系列がランダムの場合は、圧縮率の向上が期待できないので、このフレームにおいては 0 のみを表わす符号に圧縮符号化してもよい。

各アップサンプル部 $64_{m,n}$ において用いる補間フィルタのタップ数（図 $17B$

参照) が復号化側で予め知られていない場合は、そのタップ数を、図 4 4 中に破線で示すように補助符号化部 $65_{m, n+1}$ でそれぞれ符号化して第 $m, n+1$ 補助符号として、それぞれ第 $m, n+1$ 符号と関連付けて出力する。この補間フィルタのタップ数と補助符号の例は例えば図 20 A で示した。

5 次に図 4 4 と対応するディジタル信号復号化方法を図 4 5 を参照して説明する。

符号 A、D、G、B、J、L、C、K 及び M はそれぞれ伸張部 $80_{1,1}$ 、 $80_{2,1}$ 、 $80_{3,1}$ 、 $80_{1,2}$ 、 $80_{2,2}$ 、 $80_{3,2}$ 、 $80_{1,3}$ 、 $80_{2,3}$ 及び $80_{3,3}$ に入力されて、それぞれ伸張復号が行われる。これら第 m, n 伸張部 $80_{m,n}$ は対応する第 m, n 圧縮部 $61_{m,n}$ で圧縮符号化された第 m, n 符号を伸張復号化する構成とされている。

10 伸張部 $80_{1,1}$ からの伸張復号化された第 1, 1 ディジタル信号は精度変換部 $31_{1,1}$ で下位に 0 が 4 ビット付加され、振幅語長が 20 ビットとされた第 2, 1 精度変換信号が生成される。この第 2, 1 精度変換信号は、伸張部 $80_{2,1}$ からの伸張復号化された第 2, 1 誤差信号 $\Delta_{2,1}$ と加算部 $82_{2,1}$ で加算されて第 2, 1 ディジタル信号 $S_{2,1}$ が再生される。

15 伸張部 $80_{1,1}$ からの伸張復号化された第 1, 1 ディジタル信号 $S_{1,1}$ はアップサンプル部 $83_{1,1}$ でその第 1 サンプリング周波数が第 2 サンプリング周波数に変換された第 1, 2 アップサンプリング信号に変換される。この第 1, 2 アップサンプリング信号は第 1, 2 伸張部 $80_{1,2}$ よりの伸張復号化された第 1, 2 誤差信号 $\Delta_{1,2}$ に、加算部 $82_{1,2}$ で加算されて、第 1, 2 ディジタル信号 $S_{1,2}$ が再生される。

20 伸張部 $80_{m,n}$ により伸張復号された第 m 量子化精度、第 n サンプリング周波数の第 m, n ディジタル信号は、その n が最低値、つまり $n=1$ であれば第 m, n 精度変換部 $81_{m,n}$ でその量子化精度(振幅語長)が第 $m+1$ 量子化精度の第 $m+1, n$ 精度変換信号に変換生成され、この第 $m+1, n$ 精度変換信号が、伸張部 $80_{m+1,n}$ よりの伸張復号化された第 $m+1, n$ 誤差信号に加算部 $82_{m+1,n}$ で加算されて第 $m+1$ 量子化精度(振幅語長)、第 n サンプリング周波数の第 $m+1, n$ ディジタル信号が再生される。

25 また伸張部 $80_{m,n}$ からの第 m, n 誤差信号のサンプリング周波数が最低値より大、つまり $n > 1$ であれば、同一の第 m 量子化精度で、サンプリング周波数が直ぐ下位の第 $n-1$ サンプリング周波数の再生第 $m, n-1$ ディジタル信号が第 $m, n-1$ アップサンプル部 $83_{m,n-1}$ で第 n サンプリング周波数の第 m, n アップサンプリング信号

に変換生成され、この第 m, n アップサンプリング信号は第 m, n 誤差信号に加算部 $82_{m,n}$ で加算されて、第 m 量子化精度、第 n サンプリング周波数の第 m, n ディジタル信号が再生される。なお $m=1, n=1$ 以外の伸張部 $80_{m,n}$ においては第 m 量子化精度、第 n サンプリング周波数の第 m, n 誤差信号が伸張復号化される。

- 5 各アップサンプル部 $83_{m,n}$ に用いる補間フィルタのタップ数が予め知られていない場合は、それぞれ符号 B、J、L、C、K 及び M と関連付けて入力される第 1, 2 補助符号、第 2, 2 補助符号、第 3, 2 補助符号、第 1, 3 補助符号、第 2, 3 補助符号及び第 3, 3 補助符号がそれぞれ補助復号化部 $85_{1,2}, 85_{2,2}, 85_{3,2}, 85_{1,3}, 85_{2,3}$ 及び $85_{3,3}$ により、タップ数がそれぞれ復号され、各タップ数が対応するアップ
- 10 サンプル部 $83_{1,1}, 83_{2,1}, 83_{3,1}, 83_{1,2}, 83_{2,2}$ 及び $83_{3,2}$ に設定される。

伸張部 $80_{1,1}$ は圧縮部 $61_{1,1}$ と対応したものが用いられ、例えば圧縮部 $61_{1,1}$ として図 18 A の符号化器 61 が用いられた場合は、伸張部 $80_{1,1}$ として図 3 中の復号器が用いられる。つまり符号 A 中の可逆圧縮符号を可逆復号し、その復号ビット列からフレーム中の対応ビット位置よりなるビット列の符号絶対値表現した複数サンプルを、そのフレームの誤差信号として再生し、符号 A 中の非可逆圧縮符号を非可逆復号して局部再生信号を生成し、この再生信号と前記誤差信号を加算して第 1, 1 ディジタル信号を再生する。

伸張部 $80_{1,2}, 80_{1,3}$ はそれぞれ圧縮部 $61_{1,2}, 61_{1,3}$ の符号化方法と対応した復号化方法を使用し、予測復号化法又は変換復号化法などを用いることができる。

- 20 他の伸張部も対応する圧縮部で用いる符号化方法に対する復号化方法を用いる。圧縮部 61 が図 19 A に示した構成の場合、その伸張部 80 としては図 18 B の復号化器 80 から逆量子化部 80 C、加算部 80 D を除去した構成、つまり図 19 B に示す構成のものとする。

図 4 4 に示した符号化装置の構成によれば、各種の量子化精度（振幅分解能、振幅語長）と各種のサンプリング周波数（サンプリングレート）の組み合せをもつ各種のデジタル信号を、2 次元階層として統一的に符号化することができ、しかも全体として高い能率で圧縮符号化でき、利用者の要求する品質の再生信号を与えるための各種組み合せのデジタル信号を、少ないデータ量で提供することができる。

図45に示した復号化装置の構成によれば、図44に示した符号化装置により符号化された符号から、量子化精度とサンプリング周波数の各種組み合せのデジタル信号中の所望とするものを統一的に復号化することができる。

なお必ずしも図44中に示す全ての組み合せの第m,nデジタル信号を必要としない。例えば図45に示した復号器中の伸張部80_{1,1}の他に、アップサンプリング部83_{1,1}、伸張部80_{1,2}、加算部82_{2,1}からなる第1手段と、精度変換部81_{1,1}、伸張部80_{2,1}及び加算部82_{2,1}からなる第2手段と、精度変換部81_{1,2}、第2,2伸張部80_{2,2}、第2,2加算部82_{2,2}、アップサンプリング部83_{2,1}、伸張部80_{2,2}、加算部82_{2,2}からなる第3手段との1つを少くとも備えたものでもよい。

図44、図45に示した各実施例において、量子化精度の種類の数M、サンプリング周波数の種類の数Nは各3に限らず、他の値でもよい。

図44中の量子化精度とサンプリング周波数の各種組み合せの第m,nデジタル信号の音源60_{1,1}～60_{3,3}が予め用意されている場合、各音源の第m,nデジタル信号は第m,n+1デジタル信号を単純にダウンサンプリングしたもの、あるいは下位ビット切り捨てを行ったものと異なり、雑音（固定ディザ信号）を加えたりすることがあり、また振幅やサンプリング（標本点位置）のずれなどの種々の変換や調整が行われている可能性がある。この変換や調整はどのようなものであるか、一般的には事前に知られていない。

要するに第11実施例の符号化方法は、各種の量子化精度（振幅分解能、振幅語長）と各種のサンプリング周波数（サンプリングレート）のデジタル信号に対する符号化において、1つの量子化精度、サンプリング周波数のデジタル信号の符号化を、これと同一の量子化精度を有し、サンプリング周波数が低いがより近いデジタル信号を同一のサンプリング周波数にアップサンプリングした信号との誤差信号を生成し、その誤差信号を圧縮符号化し、サンプリング周波数が最も低いデジタル信号を除いては、全て上記のようにアップサンプリング信号との誤差信号の圧縮符号化のみにより符号化する。サンプリング周波数が最も低いデジタル信号については、その量子化精度がそれより低いが最も近いデジタル信号を同一量子化精度（同一振幅語長）に精度変換した信号との誤差信号を圧縮符号化する。

また、この第11実施例の復号化方法は、復号したいディジタル信号に対する誤差信号の圧縮符号を伸張復号して誤差信号を生成し、前記復号したいディジタル信号と同一量子化精度で、サンプリング周波数が低いがより近い再生ディジタル信号を、復号誤差信号のサンプリング周波数と同一のサンプリング周波数にアップサンプリングして、前記復号誤差信号に加算してディジタル信号を求める。
5

図16、21の実施例で適用した図22、23の変形をこの図44、45の実施例に適用し、アップサンプリング信号及び精度変換信号の一方又は両方に対し、サンプルのレベル調整、サンプル位置の調整を行ってもよい。

図44示した符号化装置、また図45に示した復号化装置を、それぞれコンピュータにプログラムを実行させて機能させる構成としてもよい。この場合は、例えば復号化装置について云えば、CD-ROM、磁気ディスクなどの記録媒体から、又は通信回線を通して復号化プログラムをコンピュータ内にダウンロードさせ、その復号化プログラムをコンピュータに実行させればよい。

上述においてはこの発明を音楽ディジタル信号に適用したが画像のディジタル信号に適用することもできる。
15

上述の第11実施例によれば、振幅の精度とサンプリングレートの要求の異なる符号化、特に可逆な符号化が統一的に実行でき、個々の圧縮性能と各種符号化条件全体に対する圧縮性能を両立できる。

第12実施例

図46はこの発明の第12の実施例の概念的構成を示す。この実施例では、5チャンネルの信号L5c：前左、R5c：前右、C5c：中央、LS5c：左後（サラウンド）、RS5c：右後（サラウンド）と、2チャンネルのステレオ信号L、Rと、1チャンネルのモノラル信号Mの3種類のチャンネル数の信号を階層符号化することを想定している。いずれも同一空間で収録されたものとする。5チャンネル信号に対し、チャンネル数の少ないステレオ信号L、Rとモノラル信号Mはより下位に、ステレオ信号L、Rに対し、チャンネル数の少ない（即ち1チャンネルの）モノラル信号Mは下位または予め有る規格に従って収録されたものに階層化する。
20
25

まず、モノラル信号Mは単独で圧縮符号化を行う。この圧縮符号化は可逆符号

化でも非可逆符号化でもよい。ステレオ信号 L, R の符号化にはモノラル信号 M を補正して、補正後の信号 M' を L, R から引き算してその差分信号 L-M', R-M' をそれぞれ可逆圧縮符号化する。このとき、補正に関する補助情報も可逆符号化する。補助情報自体が符号として出力される場合は、更に符号化を行う必要はない。モノラル信号 M はステレオ信号 L, R とそれそれぞれある程度の相関があるので、多くの場合、差分信号のほうが信号 L, R そのものより振幅を小さくできる。

補正に関しては、図 5 2 を参照して後述するが、信号サンプル値に係数を掛けることによる振幅調整や、サンプル位置の調整、またはこれらの組み合わせを行う。このような補正により後述の圧縮符号化する誤差信号の振幅をできるだけ小さくする。フレームごとに補助情報を使って補正を行うこともできる。決定した補正量に関する補助情報も符号化する。

更に、ステレオ信号 L, R とモノラル信号 M を 5 チャンネルの符号化効率の改善に利用する。一般的な収録条件では 5 チャンネル信号中の信号 L5c, LS5c とステレオ信号 L との相関が強く、5 チャンネル信号中の信号 R5c, RS5c とステレオ信号 R との相関が強く、5 チャンネル信号中の信号 C5c とモノラル信号 M との相関が強いことを利用した差分符号化を行う。即ち、ステレオ信号 L から 5 チャンネル信号中の信号 L5c 又は LS5c の差分信号 (L5c-L), (LS5c-L) をそれぞれ可逆圧縮符号化し、ステレオ信号 R から 5 チャンネル信号中の信号 R5c 又は RS5c の差分信号 (R4c-R), (RS5c-R) をそれぞれ可逆圧縮符号化する。更に、モノラル信号 M から 5 チャンネル信号中の信号 C5c の差分信号 (C5c-M) も可逆圧縮符号化する。

図 4 7 は図 4 6 に示した第 1 2 実施例の概念をより具体的に構成した例を示す。ここでは、信号としてサンプリング周波数 192kHz, サンプルワード長（量子化精度）24bit の 5 チャンネル信号 C5c, L5c, R5c, LS5c, RS5c が信号源 10C5, 10L5, 10R5, 10LS, 10RS によりそれぞれ供給され、サンプリング周波数 192kHz, サンプルワード長 24bit のステレオ信号 L, R が信号源 10L, 10R により供給され、サンプリング周波数 48kHz、サンプルワード長 16bit のモノラル信号 M が信号源 10M により供給されている場合を示している。

5 チャンネル信号中の信号 L5c と LS5c はそれぞれ減算器 13L5, 13LS により、図 5 2 を参照して後述する補正部 16L5, 16LS からの補正されたステレオ信号 L'

と減算され、得られた残差信号（誤差信号又は差分信号とも呼ぶ）は圧縮符号化部 11L5, 11LS により可逆符号化される。補正部 16L5, 16LS で決定された補正情報は補助情報として補助情報符号化部 15L5, 15LS で可逆符号化される。同様に、
5 チャンネル信号中の信号 R5c と RS5c はそれぞれ減算器 13R5, 13RS により、補正部 16R5, 16RS からの補正されたステレオ信号 R' と減算され、得られた残差信号は圧縮符号化部 11R5, 11RS により可逆符号化される。また、補正部 16R5,
16RS で決定されたパラメータは補助情報として補助情報符号化部 15R5, 15RS で可逆符号化される。補正情報がそれ自体符号として出力される場合は補助情報符号化部で更に符号化する必要はない。

10 モノラル信号 M はグレードアップ部 6 2 でサンプリングレートが 48kHz から 192kHz にアップサンプルされ、更に各サンプルは最上位ビット方向に 8 ビットシフトして下位側に同数 8 個の、つまり 8 ビットの "0" が付加され 24 ビットのサンプルにグレードアップされる。グレードアップされたモノラル信号は補正部 16C5, 16L, 16R に与えられる。5 チャンネル信号中の信号 C5c とステレオ信号 L,
15 R はそれぞれ減算器 13C5, 13L, 13R により、補正部 16C5, 16L, 16R からの補正されたグレードアップモノラル信号 M' と減算され、得られた誤差信号は圧縮符号化部 11C5, 11L, 11R により可逆圧縮符号化される。モノラル信号 M は圧縮符号化部 11M により圧縮符号化される。圧縮符号化部 1 1 M での符号化は、可逆符号化でも非可逆符号化でもよい。

20 図 4 8 は図 4 7 の符号化装置に対応する復号化装置の具体例である。図 4 7 における圧縮符号化部 11C5, 11L5, 11R5, 11LS, 11RS, 11L, 11R によりそれぞれ可逆符号化された符号は復号伸張部 30C5, 30L5, 30R5, 30LS, 30RS, 30L, 30R によりそれぞれの符号化に対応した復号アルゴリズムにより復号され、復号信号は加算器 32C5, 32L5, 32R5, 32LS, 32RS, 32L, 32R に与えられ、補正部 36C5,
25 36L5, 36R5, 36LS, 36RS, 36L, 36R からの補正された信号 M', L', R', L', R', M', M' と加算され、原音信号 C5c, L5c, R5c, LS5c, RS5c, L, R が生成される。符号化装置の圧縮符号化部 11M からの符号は復号伸張部 30M で図 4 7 の符号化装置における圧縮符号化部 1 1 M の符号化に対応した復号アルゴリズムで復号され、モノラル信号 M として出力される。更に、符号化装置で符号化

された補助情報は補助情報復号化部 35C5, 35L5, 35R5, 35LS, 35RS, 35L, 35R によりそれぞれの符号化に対応した復号化アルゴリズムで復号され、補正部 36C5, 36L5, 36R5, 36LS, 36RS, 36L, 36R に与えられる。

伸張復号化部 30M で復号されたモノラル信号はそのままワード長 16bit、サンプリングレート 48kHz のモノラル信号 M として出力されるとともに、グレードアップ部 8 1 によりワード長 24bit、サンプリングレート 192kHz にグレードアップされ、補正部 36C5, 36L, 36R に与えられる。図 5 3 を参照して後述する補正部 36C5, 36L, 36R はそれぞれ補助情報復号化部 35C5, 35L, 35R で復号された補正パラメータ（後述の利得係数 k 及びタイミング調整量 p）により、グレードアップされたモノラル信号 M' を補正して加算器 32C5, 32L, 32R に与える。加算器 32C5, 32L, 32R は 5 チャンネル信号のセンタ信号 C5c、ステレオ信号 L, R を出力する。

補正部 36L5, 36LS は加算器 32L の出力（ステレオ信号 L）を補助情報復号化部 35L5, 35LS で復号された補正パラメータにより補正し、補正された信号 L' を加算器 32L5, 32LS に与える。同様に、補正部 36R5, 36RS は加算器 32R の出力（ステレオ信号 R）を補助情報復号化部 35R5, 35RS で復号された補正パラメータにより補正し、補正された信号 R' を加算器 32R5, 32RS に与える。加算器 32L5, 32R5, 32LS, 32RS は 5 チャンネル信号 L5c, R5c, LS5c, RS5c を出力する。

第 1 3 実施例

図 4 9 は第 1 3 実施例の概念を示し、2 チャンネルのステレオ信号 L, R に対して、L、R の和と差を生成している。一般的な収録条件では、和信号 (L+R) は差信号 (L-R) より振幅が大きく、かつ 1 つの位置で捕らえたモノラルの信号 M 及び 5 チャンネル信号のセンタ信号 C5c との相関が大きい場合が多い。従って、和信号 (L+R) とモノラル信号 M の差分、及び和信号 (L+R) とセンタ信号 C5c との差分を可逆符号化し、同時に差信号 (L-R) をそのまま可逆符号化する。モノラル信号 M もそのまま可逆符号化または非可逆符号化する。和信号とモノラル信号の差分をとる場合、和信号の半値もしくはモノラル信号の倍値のいずれか一方を用いる。和信号とセンタ信号の差分をとる場合、和信号の半値もしくはセンタ信号の倍値のいずれか一方を用いる。いずれの場合も、半値、倍値を得るためにその値を示

すビット列を1ビットずつ下位又は上位にシフトさせてもよい。

更に、一般にステレオ信号Lは5チャンネル信号中の信号L5c, LS5cと相関が高く、ステレオ信号Rは5チャンネル信号中の信号R5c, RS5cと相関が高いので、信号L5c, LS5cと信号Lの差分及び信号R5c, RS5cと信号Rの差分をそれぞれ可
5 逆符号化する。なお、以下の説明では差信号(L-R)と和信号(L+R)を符号化する場合で説明するが、いずれか一方を2で割り算して符号化を行っても差信号(L-R)
の最下位の桁のビットは、和信号(L+R)の最下位ビットと同じなので、2で割った方を復元時に2倍し(1ビット下位、つまりMSB方向にシフトし)、その最下
位ビットを2で割らなかつた方の最下位ビットと同じにすれば差信号(L-R)と和
10 信号(L+R)を完全に歪なく再構成できる。信号の再構成時にはモノラル信号Mの復号、和信号(L+R)の復号、差信号(L-R)の復号で、5チャンネル信号、ステレオ信号、モノラル信号のすべてが再構成できる。

図50は図49に示した概念による第13実施例の具体的構成例を示す。5チャンネル信号のうち、信号L5c, R5c, LS5c, RS5cに対する符号化処理のための
15 構成は図47の場合と同じであるが、センタ信号C5cに対する符号化がモノラル信号とでなく、和信号(L+R)との差分を取って符号化される点が異なる。図50では、ステレオ信号LとRは減算器78Sで減算されて差信号(L-R)を生成し、圧縮符号化部11Lで可逆符号化される。また、ステレオ信号LとRは加算器78Aで加算され、その加算出力(L+R)は減算器13Mでグレードアップ部62からのサンプルワード長24bit、サンプリングレート192kHzにグレードアップされたモノラル信号M'で減算され、その誤差信号は圧縮符号化部11Rで可逆符号化される。加算器78Aからの出力信号(L+R)はまた、補正部16C5で補正され、減算器13C5に与えられ、5チャンネル信号中のセンタ信号C5cと減算される。
20 各補正部の構成と動作は図47において使用されている補正部

25 16C5, 16L5, 16R5, 16LS, 16RS, 16L, 16Rと同じであり、図52を参照して後述する。

図51は図50の符号化装置に対応する復号化装置の構成を示す。この例では、伸張復号化部30Mで復号されたサンプルワード長16bit、サンプリングレート48kHzのモノラル信号Mはそのまま出力されるとともに、グレードアップ部81によりサンプルワード長24bit、サンプリングレート192kHzの信号にグレード

アップされ、加算器 32M に与えられる。加算器 32M は伸張復号化部 30R からの復号誤差信号とグレードアップされたモノラル信号 M' とを加算し、ステレオ和信号 (L+R) を生成する。この和信号 (L+R) は補正部 36C5 で復号化部 35C5 からの復号された補助情報により補正され（図 53 を参照して後述）、加算器 32C5 に 5 与える。加算器 32C5 は伸張復号化部 30C5 からの復号誤差信号と補正された和信号 (L+R) を加算して 5 チャンネル信号のセンタ信号 C5c を出力する。

伸張復号化部 30L で復号された差信号 (L-R) と、加算器 32M からの和信号 (L+R) は加算器 97A で加算され、2 で割り算してステレオ信号 L が生成され、また、減算器 97S で減算され、2 で割り算してステレオ信号 R が生成される。 10 伸張復号化部 30L5, 30R5, 30LS, 30RS で復号された誤差信号に対する処理は図 50 の場合と同様であり、その処理により 5 チャンネル信号 C5c, L5c, R5c, LS5c, RS5c が生成される。

図 47 及び 50 における各補正部 16C5, 16L5, 16R5, 16LS, 16RS, 16L, 16R は同じ構成であり、例えば図 52 にその 1 つを代表して 16mn で示すように、前述の図 22 で示したものと基本的に同じであり、利得調整部 16A と、タイミング調整部 16B と、誤差最小化部 16C とから構成されている。信号源からのチャンネル信号は利得調整部 16A で誤差最小化部 16C から与えられた係数 k が乗算され、タイミング調整部 16B で誤差最小化部 16C によりサンプルのタイミングが指定されたシフト量 p だけ進み方向または遅延方向にずらされて減算器 13mn (13C5, 20 13L5, ... を代表する) に与えられる。誤差最小化部 16C は減算器 13mn の出力誤差のパワーが最小となる係数 k 及びシフト量 p を例えば予め決めた複数の (k, p) の値の組から選択して決定する。この決定された係数 k とシフト量 p の組を表すインデックスが補正情報として補助情報符号化部 15mn (15C5, 15L5, ... を代表する) に与えられ、補助符号として出力される。

25 図 48 及び 51 における各補正部 36C5, 36L5, 36R5, 36LS, 36RS, 36L は同じ構成であり、図 53 にその 1 つを代表して 36mn として示すように、前述の図 23 で示したものと基本的に同じであり、利得調整部 36A とタイミング調整部 36B とから構成され、補正情報復号化部 35mn からの復号された補正パラメータとして利得調整係数 k と時間シフト量 p により信号サンプルの振幅を利得調整部 36A

で k 倍し、サンプルのタイミングをタイミング調整部 36B で p だけシフトし、加算器 32mn に与える。

第 14 実施例

図 5 4 はこの発明による符号化方法の第 14 実施例の概念を示す。この第 14 実施例においては、5 チャンネルの信号に対してチャンネル間直交変換を行って他チャンネルの信号との差分信号を算出する。チャンネル間直交変換とは、チャンネル間をまたいだ周波数領域への変換などが相当し、同一時刻における各チャンネル 1 個のサンプルを要素とするチャンネル数 N_c を次元数とするベクトルに対し、 $N_c \times N_c$ 直交行列を乗算することと等価である。チャンネル間直交変換としては、例えばチャンネル間の主成分分析行列又はアダマール行列、D C T (デジタル余弦変換) 行列、D F T (デジタルフーリエ変換) 行列、を乗じることが挙げられる。

この変換により入力サンプルのベクトルは周波数領域のサンプル要素からなるベクトルに変換される。以下の説明では、その変換出力サンプル要素の周波数の低いほうから順に F_0, F_1, F_2, F_3, F_4 とする。直交変換により最も周波数の低い成分 F_0 は、5 チャンネル入力サンプルの和となる成分であり、一般にそれより周波数の高い成分よりもパワーが大きくなる。例えば、マルチチャンネル音楽信号のようなチャンネル間の相関が高い場合、周波数の低域側にエネルギーが集中し、高域側のエネルギーは小さくなっている。従って、チャンネル間直交変換を行うと、周波数の最も低い信号 F_0 側の振幅が大となる。

チャンネル間直交変換出力 $F_0 \sim F_4$ 中の振幅の一番大きい信号、例えば F_0 は、モノラル信号 M との相関が高いことが期待される。また、2 番目に振幅の大きい信号、例えば F_1 がステレオ差信号 ($L-R$) と相関が高いことが期待される。そこで、モノラル信号 M を補正して振幅の最も大きい直交変換出力信号 F_0 との差分を可逆符号化し、差信号 ($L-R$) を補正して 2 番目に大きい振幅の直交変換出力信号 F_1 との差分を可逆符号化する。

図 5 5 は図 5 4 に示した第 14 実施例の符号化方法の概念を具体的に構成した符号化装置の例を示す。図 5 5 における補正部 16A, 16B の構成も接続関係も図 5 2 で示したものと同様であり、図を簡略化するために減算器の出力から補正部

への接続と、補助情報符号化部 15mn の表記を省略してある。5 チャンネル信号 C5c, L5c, R5c, LS5c, RS5c, に対し直交変換部 19 でチャンネル間直交変換を行い、変換出力信号 F0～F4 を生成する。ステレオ信号 L, R に対しては図 50 の場合と同様に減算器 78S と加算器 78A により差信号 (L-R) と和信号 (L+R) が生成される。差信号 (L-R) は圧縮符号化部 11L で可逆符号化される。

モノラル信号 M は圧縮符号化部 11M で可逆符号化または非可逆符号化されるとともに、グレードアップ部 62 でサンプリング周波数が 48kHz から 192kHz へ、量子化精度が 16bit から 24bit にグレードアップされる。グレードアップされたモノラル信号 M は減算器 13M で和信号 (L+R) と減算され、誤差信号が圧縮符号化部 11R で可逆圧縮される。また、グレードアップされたモノラル信号 M は補正部 16A で補正され、補正された信号と減算器 13A で信号 F0～F4 中の最も大きな振幅の信号 F0 と減算されて得られた誤差信号が圧縮符号化部 11C5 で可逆符号化される。

一方、差信号 (L-R) は補正部 16B で補正され、減算器 13B で信号 F0～F4 中の 2 番目に大きい振幅の信号 F1 と減算され、得られた誤差信号が圧縮符号化部 11C5 で符号化される。他の変換出力信号 F2～F4 は圧縮符号化部 11R5, 11LS, 11RS で符号化される。なお、チャンネル間直交変換部 19 の出力 F0, F1, … は入力信号によっては必ずしも常に F0 が最大の振幅となり、F1 が 2 番目に大きな振幅となるわけではないが、このような傾向があれば、その傾向にあわせてどの周波数について誤差信号を生成するかを予め決めておけばよい。。

図 56 は図 55 に対応した復号化装置を示す。伸張復号化部 30M で復号された信号はそのままサンプリング周波数 48kHz、量子化精度 16bit のモノラル信号 M として出力されるとともに、グレードアップ部 81 でサンプリング周波数 192kHz、量子化精度 24bit の信号にグレードアップされる。伸張復号化部 30R で復号された誤差信号は加算器 32M でグレードアップされたモノラル信号 M と加算され、和信号 (L+R) が生成される。この和信号 (L+R) と復号化部 30L で復号された差信号 (L-R) とが加算器 97A と減算器 97S でそれぞれ加算及び減算されてそれぞれ 2 で割り算されてステレオ信号 L と R が生成される。

グレードアップされたモノラル信号 M と差信号 (L-R) はそれぞれ補正部 36A,

36B で補正され、補正出力が加算器 32A, 32B でそれぞれ復号化部 30C5, 30L5 からの復号信号と加算され、信号 F0, F1 が生成される。これら信号 F0, F1 及び復号化部 30R5, 30LS, 30RS で復号された信号 F2, F3, F4 はチャンネル間直交逆変換部 39 で直交逆変換され、時間領域の 5 チャンネル信号 C5c, L5c, R5c, LS5c,

5 RS5c が生成される。

前述した図 47 及び 50 の符号化装置の実施例において、5 チャンネル信号はサンプリング周波数が 192kHz、振幅分解能が 24bit として説明し、これに比べてモノラル信号 M のサンプリング周波数は 48kHz、振幅分解能は 16bit と低いが、モノラル信号 M をグレードアップ部 62 においてサンプリング周波数 192kHz、
10 振幅分解能 24bit にグレードアップして 5 チャンネル信号のセンタ信号 C5c との差分を可逆符号化している。

上述した実施例に拠れば、チャンネル数の異なる可逆な符号化が統一的に実行でき、差分符号化を行わないでそれぞれのチャンネルを別々に符号化する場合に比べてシステム全体として圧縮率を高めることができる。即ち、5 チャンネル信号とステレオ信号間の差分を取ることにより両者間の相関を除去できるので、5 チャンネル信号とステレオ信号を独立に圧縮したときの合計よりも少ない情報量の符号ビット列となる。また、ネットワーク上の通信量を監視し、通信量が予め決めた値を超えた場合には、例えば 5 チャンネル信号の送信を停止し、ステレオ信号とモノラル信号のみを送信するなど、ネットワークでの利用可能な帯域変動
15 に合わせて、チャンネル数を増減することも可能である。
20

第 15 実施例

音声、画像などの情報を圧縮する方法として歪を許さない可逆な符号化方法が知られている。用途によってはサンプリング周波数や量子化精度が異なる場合があり、前述の実施例のように異なる複数種類の組み合わせのサンプリングレートと振幅分解能の信号が予め用意されていると、用途や好みやネットワーク条件によって複数種類のサンプリング周波数の 1 つと複数種類の振幅分解能の 1 つの所望の組に対応可能な可逆圧縮符号化が可能となる。以下にそのような圧縮符号化の第 15 実施例を説明する。

ここでは、サンプリング周波数と振幅の量子化精度を前述の図 33 で示したよ

うに 2 次元的に階層化して信号を符号化することにより、より上位の階層の符号化が下位の階層の符号化で表すことができるようとする。指定されたサンプリング周波数と量子化精度での原音が再現でき、複数種類の符号化に階層的に統合できる。特に下位の階層のサンプリング周波数の信号の低周波数成分と下位の振幅 5 分解能の信号の高周波数成分を組み合わせ、選択又は合成して原音との差分をとることにより符号化効率を改善できる。

図 3.3 に示した階層構造によりサンプリング周波数と量子化精度の 2 次元階層化を行う場合は、量子化精度は階層数 $P=3$ であり、それぞれ 16, 20, 24 ビット、サンプリングレートは階層数 $Q=3$ であり、それぞれ 48, 96, 192kHz とする。
10 $P \times Q = 9$ 種類の原音 A, B, C, D, E, F, G, H, I が与えられ、できるだけ少ない情報量で符号化し、元の原音を歪なく復号する。原音信号の属性は $P \times Q = 3 \times 3$ の 9 種類に階層され、サンプリング周波数と量子化精度が、より下位の信号を用いて上位の信号が構成できるようにする。

量子化精度 16 ビットの信号は、それより下位のサンプリング周波数で同じ量子化精度の信号をアップサンプルした後の信号との誤差信号を符号化する。
15 48kHz の信号はそれより下位の量子化精度の信号と同じ上位に精度変換して、その精度変換した信号との誤差信号を符号化する。サンプリング周波数方向と、量子化精度方向にそれぞれ下位の信号が存在する場合は、2 つの下位の信号のうち、いずれかを選択することができる。例えば、サンプリング周波数 96kHz、量子化精度 20 ビットの信号 E を符号化するときにサンプリング周波数 96kHz、量子化精度 1
20

6 ビットの信号 B と、サンプリング周波数 48kHz、量子化精度 20 ビットの信号 D のうち、誤差信号のパワーが最小となるほうを選択してもよい。

図 5.7 はこの第 1.5 実施例の符号化装置である。この例では、原音としてサンプリング周波数 192kHz で、量子化精度がそれぞれ 24bit, 20bit, 16bit の原音信号 $S_{3,3}$, $S_{2,3}$, $S_{1,3}$, を出力する信号源 $10_{3,3}$, $10_{2,3}$, $10_{1,3}$ と、サンプリング周波数 96kHz で量子化精度がそれぞれ 24bit, 20bit, 16bit の原音信号 $S_{3,2}$, $S_{2,2}$, $S_{1,2}$ を出力する信号源 $10_{3,2}$, $10_{2,2}$, $10_{1,2}$ と、サンプリング周波数 48kHz で量子化精度がそれぞれ 24bit, 20bit, 16bit の原音信号 $S_{3,1}$, $S_{2,1}$, $S_{1,1}$ を出力する信号

- 源 $10_{3,1}$, $10_{2,1}$, $10_{1,1}$ が設けられているものとする。それぞれの信号源 $10_{3,3}$, $10_{2,3}$, $10_{1,3}$ からの出力原音信号 $S_{3,3}$, $S_{2,3}$, $S_{1,3}$ は差分モジュール $13_{3,3}$, $13_{2,3}$, $13_{1,3}$ においてそれぞれの信号 $S_{3,3}$, $S_{2,3}$, $S_{1,3}$ より下位の信号を同位にグレードアップして原音信号 $S_{3,3}$, $S_{2,3}$, $S_{1,3}$ との差分を生成し、圧縮符号化部 $11_{3,3}$, $11_{2,3}$, $11_{1,3}$ により可逆符号化して出力する。
- 同様に、信号源 $10_{3,2}$, $10_{2,2}$, $10_{1,2}$ からの原音信号 $S_{3,2}$, $S_{2,2}$, $S_{1,2}$ は差分モジュール $13_{3,2}$, $13_{2,2}$, $13_{1,2}$ においてそれぞれの信号 $S_{3,2}$, $S_{2,2}$, $S_{1,2}$ より下位の信号を同位にグレードアップして原音信号 $S_{3,2}$, $S_{2,2}$, $S_{1,2}$ との差分を生成し、圧縮符号化部 $11_{3,2}$, $11_{2,2}$, $11_{1,2}$ により可逆符号化して出力する。信号源 $10_{3,1}$, $10_{2,1}$ からの原音信号 $S_{3,1}$, $S_{2,1}$ は差分モジュール $13_{3,1}$, $13_{2,1}$ で信号 $S_{3,1}$, $S_{2,1}$ より下位の信号を同位にグレードアップして信号 $S_{3,1}$, $S_{2,1}$ との差分を生成し、圧縮符号化部 $11_{3,1}$, $11_{2,1}$ で可逆符号化して出力する。信号源 $10_{1,1}$ の原音信号 $S_{1,1}$ に対しては、それより下位の信号がないのでそのまま圧縮符号化部 $11_{1,1}$ で可逆符号化または非可逆符号化して出力する。
- 図 5 7 の符号化装置における各差分モジュール $13_{3,3}$, $13_{3,2}$, $13_{2,3}$, $13_{2,2}$ は、信号源 $10_{m,n}$ ($m=2, 3$; $n=2, 3$) からの原音信号 $S_{m,n}$ と、下位の信号 $S_{m-1,n}$ または $S_{m,n-1}$ との誤差を生成し、圧縮符号化部 $11_{m,n}$ に出力する。下位の信号 $S_{m-1,n}$ 又は $S_{m,n-1}$ はアップサンプル、精度調整を経て、信号源 $10_{m,n}$ からの原音信号 $S_{m,n}$ でできるだけ近い信号を生成する。この際に、同じサンプリング周波数で量子化精度が下位の信号と、同じ量子化精度でサンプリング周波数が下位の信号の 2 種類の信号からいずれか 1 つを選択する。信号の選択情報は補助情報として出力される。

例えば差分モジュール $13_{3,3}$ には原音信号 $S_{3,3}$ と同じ量子化精度 24bit でサンプリング周波数は下位の、即ち 96kHz の原音信号 $S_{3,2}$ と、原音信号 $S_{3,3}$ と同じサンプリング周波数 192kHz で量子化精度が下位の、即ち 20bit の原音信号 $S_{2,3}$ が与えられ、図 5 8 を参照して後述するように、いずれか一方を選択して原音信号 $S_{3,3}$ との差分を生成する。下位のサンプリング周波数の信号に対しては誤差の小さいことが期待される低域（原音信号 $S_{m,n}$ のサンプリング周波数の半値を上限とする低周波成分）のみを使い、下位の量子化精度の信号に対しては、相対的に誤差の小さいことが期待される高域（原音信号 $S_{m,n}$ のサンプリング周波数の半値を

下限とする高周波成分) のみを使う。

あるいは、上記選択のほかに、2種類の信号を合成することが可能である。合成には、平均、重みつき加算、時間的に変動する重みつき加算などが含まれる。例えば図5 9を参照して後述するように、2つの信号 $S_{3,2}$, $S_{2,3}$ の重み付け平均と原音信号 $S_{3,3}$ との差分を生成し、出力する。差分モジュール $13_{2,3}$, $13_{3,2}$, $13_{2,2}$ も同様の構成である。

差分モジュール $13_{1,3}$, $13_{1,2}$, $13_{3,1}$, $13_{3,2}$ についてはそれらの入力原音信号 $S_{1,3}$, $S_{1,2}$, $S_{3,1}$, $S_{2,1}$ より下位のサンプリング周波数の信号はないので、下位の量子化精度の原音信号 $S_{1,2}$, $S_{1,1}$, $S_{2,1}$, $S_{1,1}$ のみが与えられる。

また、フレーム全体で選択するのではなく、サブフレームごと、又は複数フレームごとに差分パワーが小さくなるほうを選択することも可能である。差分モジュール $13_{1,3}$, $13_{1,2}$, $13_{3,1}$, $13_{2,1}$ では、信号源からの信号 $S_{1,3}$, $S_{1,2}$, $S_{3,1}$, $S_{2,1}$ に対し、それより下位の各1つの信号との差分を取り、対応する圧縮符号化部に与える。

図5 8は各差分モジュール $13_{3,3}$, $13_{2,3}$, $13_{3,2}$, $13_{2,2}$ のうちのいずれか1つを $13_{m,n}$ と表して、その入力原音信号 $S_{m,n}$ ($m=2, 3$; $n=2, 3$) に対し、それより下位の原音信号 $S_{m,n-2}$ と $S_{m-1,n}$ が入力され、それらはそれぞれアップサンプリング部 $13A$ と精度変換部 $13C$ に与えられる。アップサンプル部 $13A$ で下位の信号 $S_{m,n-1}$ はアップサンプルされ原音信号 $S_{m,n}$ と同じサンプリングレートとされ、そのサンプリング周波数の半値を上限とするカットオフ周波数とする低域通過フィルタ $13B$ を通してセレクタ $13E$ に与えられる。精度変換部 $13C$ で下位の信号 $S_{m-1,n}$ は上位ビット方向に4ビットシフトされることにより4ビットの"0"が付加されて信号 $S_{m,n}$ と同じ量子化精度とされ、原音信号 $S_{m,n}$ のサンプリング周波数の半値を下限とするカットオフ周波数とする高域通過フィルタ $13D$ を通してセレクタ $13E$ に与えられる。セレクタ $13E$ により選択された信号は減算器 $13S$ で入力信号 $S_{m,n}$ と減算される。誤差最小化部 $13F$ は減算器 $13S$ の出力誤差のパワーが最小となる方の信号を選択するようにセレクタ $13E$ を制御し、どちらの信号を選択したかを表す選択情報を補助情報として出力する。補助情報は図5 7に破線で示すように対応する圧縮符号化部 $11_{m,n}$ に与えられ、誤差信号とともに符号化される。

図 5 9 は原音信号 $S_{m,n}$ に対し下位の信号 $S_{m,n-1}$ と $S_{m-1,n}$ の重み付け平均を行う場合の差分モジュール $13_{m,n}$ ($m=2, 3; n=2, 3$) の構成例を示す。図 5 8 の差分モジュールにおけるセレクタ 13E の代わりに重み乗算器 13G, 13H と加算器 13K が設けられ、誤差最小化部 13F により設定された重み係数 w_1, w_2 と原音信号 $S_{m,n}$ のサンプリング周波数の半値を上限とするカットオフ周波数を持つ低域通過フィルタ 13B からの出力及び高域通過フィルタ 13D からの出力がそれぞれ乗算され、これら 2 つの乗算結果は加算器 13K で加算され、減算器 13S に与えられる。誤差最小化部 13F には予め決められた複数の組の重み係数 (w_1, w_2) が組ごとに符号に対応して重み係数表として記憶部 (図示していない) に格納されており、誤差最小化部 13F は減算器 13S の出力誤差のパワーが最小となるような重み係数 w_1, w_2 の組を重み係数表から選択し、その組の重み係数 w_1, w_2 に対応する符号を補助情報として出力する。図 5 7 における差分モジュール $13_{1,3}, 13_{1,2}, 13_{3,1}, 13_{2,1}$ の場合は、より下位の信号はそれぞれ $S_{1,2}, S_{1,1}, S_{2,1}, S_{1,1}$ の 1 つずつだけなので、図 5 8 におけるアップサンプリング部 13A、低域通過フィルタ 13B、セレクタ 13E、誤差最小化部 13F は不要であり、高域通過フィルタ 13D の出力はそのまま減算器 13S に与えられる。同様に、これらの差分モジュールは図 5 9 の場合、高域通過フィルタ 13D からの出力はそのまま減算器 13S に与えられる。

図 6 0 は図 5 7 の符号化装置に対応する復号化装置の構成例を示す。音源信号 I, F, C, H, E, B, G, D, A に対応した入力符号はそれぞれ伸張復号化部で補助情報とともに復号され、伸張復号化部 $30_{1,1}$ からの復号出力は最下位の復号原音信号 $S_{1,1}$ として出力されるとともに、それぞれ加算モジュール $32_{1,2}, 32_{2,1}$ に与えられる。それ以外の復号化部 $30_{3,3} \sim 30_{2,1}$ の復号誤差信号は加算モジュール $32_{3,3} \sim 32_{2,1}$ に与えられる。加算モジュール $32_{3,3}, 32_{2,3}, 32_{3,2}, 32_{2,2}$ は復号された各誤差信号と、それより下位からの 2 つのグレードアップした原音信号のいずれかとを加算して、あるいは 2 つの重み付き平均と加算して原音信号 $S_{3,3}, S_{2,3}, S_{3,2}, S_{2,2}$ を生成する。加算モジュール $32_{1,3}, 32_{3,1}, 32_{2,1}$ は復号された誤差信号とそれより下位のグレードアップした復号原音信号を加算して原音信号 $S_{1,3}, S_{2,3}, S_{2,1}, S_{3,2}$ を生成する。

図 6 0 中の加算モジュール $32_{3,3}, 32_{2,3}, 32_{3,2}, 32_{2,2}$ の任意の 1 つを $32_{m,n}$ ($m=2,$

3; n=2, 3)と表し、その構成を図6 1に示す。mまたはnの値が大きいほどサンプリング周波数又は量子化精度が高い(つまり上位の属性である)。この例は図5 8の差分モジュール13_{m,n}に対応して、2つの下位信号の1つを選択して使用する場合である。下位の原音信号S_{m,n-1}, S_{m-1,n}はそれぞれアップサンプル部5 32A、精度変換部32CでS_{m,n}と同じサンプリングレート、S_{m,n}と同じ量子化精度にグレードアップされ、それぞれ低域通過フィルタ32B、高域通過フィルタ32Dを通してセレクタ32Eに与えられる。制御部32Fは復号された補助情報として2つの下位の信号のうち、どちらを選択したかを表す選択情報に従ってセレクタ32Eを切り替えて選択された信号が加算器32で復号誤差信号と加算されて原音信号10 S_{m,n}が生成される。他の加算モジュール32_{1,3}, 32_{1,2}, 32_{3,1}, 32_{2,1}は図示していないが、図6 1においてアップサンプリング部32A、低域通過フィルタ32B、セレクタ32E、制御部32Fを除去し、高域通過フィルタ32Dからの出力を加算器32で20 Sに与える構成となる。

図6 2は図6 0における加算モジュール32_{m,n}(m=2, 3; n=2, 3)の、図5 9の差分モジュールに対応した構成を示す。この場合は図6 1におけるセレクタ32Eの代わりに係数乗算器32G, 32Hと加算器32Kが設けられる。グレードアップされた下位信号S_{m,n-1}, S_{m-1,n}に補助情報として復号された重み係数w1, w2が乗算器32G, 32Hで乗算され、乗算結果は加算器32Kで加算される。加算結果は加算器32で伸張復号化部30_{m,n}からの復号誤差信号と加算され、原音信号S_{m,n}が生成される。他の加算モジュール32_{1,3}, 32_{1,2}, 32_{3,1}, 32_{2,1}は図示していないが、図6 2においてアップサンプリング部32A、低域通過フィルタ32B、乗算器32G、加算器32Kを除去し、乗算器32Hの出力を加算器32Sに与える構成となる。

図5 8、5 9に示した差分モジュールにおいて、アップサンプル部13A、精度変換部13Cの出力側を図6 3、6 4に示すように、それぞれ低域通過フィルタ25 13B1, 高域通過フィルタ13B2及び低域通過フィルタ13D1, 高域通過フィルタ13D2を設け、下位のサンプリングレートの信号S_{m,n-1}に対しても、下位の量子化精度の信号S_{m-1,n}に対しても、上位にグレードアップ後、カットオフ周波数としてその上位のサンプリング周波数の半値より低周波成分と高周波成分に分離し、それらフィルタ出力のうち、減算器13からの出力誤差のパワーが小さい方のフ

5 イルタ出力の組を誤差最小化部 F13 で判定し、セレクタ 13E で選択する（図 6
 3）。または、図 6 4 に示すようにすべてのフィルタ 13B1, 13B2, 13D1, 13D2
 の出力を乗算器 13G1, 13G2, 13H1, 13H2 で重み係数 w11, w12, w21, w22 を乗算
 し、それらの乗算結果を加算器 13K で加算することにより重み付け平均し、減算
 器 13 の出力誤差のパワーが最小となるよう誤差最小化部 13F で重み係数 w11,
 w12, w21, w22 を決めることが可能である。この場合、誤差最小化部 13F には
 記憶部（図示していない）が設けられ、複数の組の重み係数（w11, w12, w21, w22）
 の値がそれぞれの組を表す符号に対応して表として記憶部に格納されており、そ
 れらの組から誤差信号のパワーが最小となる組を探索して決定し、その組に対応
 10 する符号を出力してもよい。

15 図 6 1、6 2 に示した復号化装置における加算モジュール 32_{m,n} についても図
 6 3、6 4 で示したと同様に図 6 5、6 6 に示すようにアップサンプル部 32A の
 出力を低域通過フィルタ 32B1 と高域通過フィルタ 32B2 で信号 S_{m,n} のカットオフ
 周波数としてサンプリング周波数の半値より高周波成分と低周波成分の 2 つの成
 分に分離し、同様に精度変換部 32C からの出力も低域通過フィルタ 32D1 と高域
 20 通過フィルタ 32D2 により信号 S_{m,n} のカットオフ周波数としてサンプリング周波
 数の半値より高周波成分と低周波成分の 2 つの成分に分離し、セレクタ 32E でこ
 れらのフィルタの出力を復号された選択情報に従って選択（図 6 5）するか、重
 み係数乗算器 32G11, 32G12, 32G21, 32G22 で入力符号が表す重み係数 w11, w12,
 w21, w22 をそれぞれのフィルタ出力に乗算して加算器 32K で加算することによ
 り、重み付き平均を求める（図 6 6）ように構成することができる。

25 図 6 7 は、下位のサンプリング周波数の信号 S_{m,n-1} のカットオフ周波数より低
 域成分と、下位の量子化精度の信号 S_{n-1,n} の高域成分を簡易に合成する実施例を
 示す。図 6 7 A に示す下位のサンプリング周波数の信号 S_{m,n-1} の N 番目（N=0, 1,
 2, ...) のサンプルの振幅値をそのまま図 6 7 B に示す倍のサンプリング周波数の
 偶数番 2N のサンプル位置に配置する。次に図 6 7 C の下位の量子化精度の信号
 S_{n-1,n} はサンプル位置を合わせてそのまま奇数番目のサンプルを対応する位置に
 配置する。

また、偶数番目のサンプルは上記と同様に配置し、奇数番目のサンプルは下

位のサンプル周波数の信号 $S_{m, n-1}$ をアップサンプルした信号と下位の量子化精度の信号の重み付け加算又はいずれか一方を選択して得た信号のサンプルを配置することができる。

第 1 6 実施例

5 前述の第 1 5 実施例では図 3 3、3 4 に示した量子化精度とサンプリング周波数の 2 次元階層化を利用した場合の符号化と復号化について説明したが、この第 1 6 実施例では図 4 2、4 3 に示した量子化精度とサンプリング周波数の 2 次元階層化を使用し、かつ誤差信号を周波数領域で符号化するものである。この実施例を図 6 8 を参照して説明する。

10 図 6 8 に示すように、第 1 6 実施例による符号化装置は、図 4 2、4 3 の信号階層構造に基づく図 4 4 に示したと同様の音源 $60_{1,1} \sim 60_{3,3}$ を有している。この実施例においてはサンプリング周波数 96kHz と 192kHz の音源 $60_{1,2} \sim 60_{3,3}$ の出力は、それぞれのサンプリング周波数に対応した予め決めたサンプル数（変換長）ごとに直交変換部 $19_{1,2} \sim 19_{3,3}$ により周波数領域のそれぞれ同数のサンプルに変換され、対応する減算部 $63_{1,2} \sim 63_{3,3}$ に与えられる。

15 減算部 $63_{1,3}$, $63_{2,3}$, $63_{3,3}$ には、下位のサンプリング周波数 96kHz の音源 $60_{1,2}$, $60_{2,2}$, $60_{3,2}$ からのデジタル信号が直交変換部 $19_{1,2}$, $19_{2,2}$, $19_{3,2}$ で変換されて出力された周波数領域信号がそれぞれ補正部 $16_{1,3}$, $16_{2,3}$, $16_{3,3}$ により補正されて与えられ、直交変換部 $19_{1,3}$, $19_{2,3}$, $19_{3,3}$ からの周波数領域信号との差分が周波数領域の誤差信号 $\Delta_{1,3}$, $\Delta_{2,3}$, $\Delta_{3,3}$ として生成され、それらは圧縮部 $61_{1,3}$, $61_{2,3}$, $61_{3,3}$ により圧縮符号化され、符号 C, K, M として出力される。サンプリング周波数 48kHz の信号 $S_{1,1}$, $S_{2,1}$ に対する量子化精度の精度変換は時間領域で行うのが自然であり、音源 $60_{1,1}$, $60_{2,1}$ からの量子化精度 16 ビット及び 20 ビットのデジタル信号 $S_{1,1}$, $S_{2,1}$ はそれぞれ精度変換部 $62_{1,1}$, $62_{2,1}$ に与えられる。

20 25 最下位のデジタル信号 $S_{1,1}$ は直交変換部 $19_{1,1}$ に与えられ、直交変換部 $19_{1,1}$ により変換された周波数領域信号はそのまま圧縮部 $61_{1,1}$ で圧縮符号化され、符号 A として出力される。

精度変換部 $62_{1,1}$ は与えられたデジタル信号 $S_{1,1}$ の各サンプルの最下位ビットに更に下位位置に 4 ビットの”0”を付加することにより量子化精度を 16 ビット

トから 20 ビットに変換し、減算部 $63_{2,1}$ に与える。減算部 $63_{2,1}$ は精度変換された信号と、音源 $60_{2,1}$ からのデジタル信号 $S_{2,1}$ との差分を誤差信号として生成し、直交変換部 $19_{2,1}$ に与える。直交変換部 $19_{2,1}$ は与えられた誤差信号を周波数領域の誤差信号 $\Delta_{2,1}$ に変換して圧縮部 $61_{2,1}$ に与え、圧縮部 $61_{2,1}$ は与えられた誤差信号 $\Delta_{2,1}$ を圧縮符号化し、符号 D として出力する。同様に、音源 $60_{3,1}$ からのデジタル信号 $S_{3,1}$ は、精度変換部 $62_{2,1}$ からの量子化精度が 20 ビットから 24 ビットに変換された信号との差分が減算部 $63_{3,1}$ で取られ、生成された誤差信号は直交変換部 $19_{3,1}$ で周波数領域誤差信号 $\Delta_{3,1}$ に変換され、圧縮部 $61_{3,1}$ で圧縮符号化され、符号 G として出力される。

サンプリング周波数 96kHz で量子化精度 16 ビットの信号 $S_{1,2}$ は、図 4-2 から明らかのように、符号 A と B の信号成分を含み、量子化精度 20 ビットの信号 $S_{2,2}$ は符号 A, D, J の信号成分を含み、量子化精度 24 ビットの信号 $S_{3,2}$ は符号 A, D, G, L の信号成分を含んでいる。従って、符号 B, J, L のそれぞれの信号成分が得られるように減算部 $63_{1,2}$, $63_{2,2}$, $63_{3,2}$ において周波数領域の差分演算が行われる。即ち、量子化精度 16 ビットの信号 $S_{1,1}$ に対する直交変換部 $19_{1,1}$ による変換信号が補正部 $16_{1,2}$ を通して減算部 $63_{1,2}$ に与えられ、サンプリング周波数 96kHz の信号 $S_{1,2}$ を周波数領域に変換した信号との差分が取られ、その差分が周波数領域の誤差信号 $\Delta_{1,2}$ として圧縮部 $61_{1,2}$ に与えられ、圧縮符号化されて符号 B として出力される。

同様に、デジタル信号 $S_{2,2}$ が直交変換されて減算部 $63_{2,2}$ に与えられ、直交変換部 $19_{1,1}$, $19_{2,1}$ からの周波数領域信号が補正部を介して減算部 $63_{2,2}$ に与えられ、信号 $S_{2,2}$ の周波数領域成分から減算されることにより周波数領域の誤差信号 $\Delta_{2,2}$ が生成され、その誤差信号 $\Delta_{2,2}$ が圧縮部 $61_{2,2}$ により圧縮符号化されて符号 J として出力される。更に、減算部 $63_{3,2}$ ではデジタル信号 $S_{3,2}$ の周波数領域信号からデジタル信号 $S_{1,1}$ の周波数領域成分及び周波数領域誤差信号 $\Delta_{2,1}$, $\Delta_{3,1}$ を減算することにより誤差信号 $\Delta_{3,2}$ を生成し、圧縮部 $61_{3,2}$ で圧縮符号化して符号 L として出力する。

直交変換部 $19_{1,2}$, $19_{2,2}$, $19_{3,2}$ からの周波数領域信号はそれぞれ補正部 $16_{1,3}$, $16_{2,3}$, $16_{3,3}$ を通して減算部 $63_{1,3}$, $63_{2,3}$, $63_{3,3}$ に与えられ、直交変換部 $19_{1,3}$,

$19_{2,3}$, $19_{3,3}$ からの周波数領域信号と減算され、誤差信号 $\Delta_{1,3}$, $\Delta_{2,3}$, $\Delta_{3,3}$ が得られる。これら誤差信号は圧縮部で圧縮符号化され、符号 C, K, M として出力される。、

- 各直交変換部 $19_{1,1} \sim 19_{3,3}$ としては歪のない再生を行うために、例えば整数係数の DCT (離散コサイン変換) や MDCT (変形離散コサイン変換) などを使用することができる。また、それらの変換長をサンプリング周波数に合わせて決めることにより、異なるサンプリング周波数間の誤差信号を小さくすることができる。例えばサンプリング周波数 48kHz, 96kHz, 192kHz のデジタル信号に対する変換長をサンプル数でそれぞれ N 点、2N 点、4N 点とする。サンプリング周波数 96kHz の信号の 2N 点のサンプルを変換して得た周波数領域の 2N 点の信号のうち、下位 N 点はサンプリング周波数 48kHz の信号の N 点のサンプルを変換して得た周波数領域の N 点の信号と類似しており、そのまま差分を取れば誤差信号を小さくすることができる。サンプリング周波数 192kHz の信号とサンプリング周波数 96kHz の信号との関係も同様である。
- このように、この実施例で特徴的なことは、周波数領域で誤差信号を得るために、異なるサンプリング周波数の信号間でアップサンプルを行わないで誤差信号を生成できる点である。また、各補正部 $16_{1,2}$, $16_{2,2}$, $16_{3,2}$, $16_{1,3}$, $16_{2,3}$, $16_{3,3}$ は、例えば周波数領域信号の利得を図 52 で説明したように誤差信号のパワー (スペクトルパワー) が最小となるように調整し、その利得を表す符号を補助情報として出力する。この利得調整は周波数領域のそれぞれのサンプルに重み係数を与えて行ってもよい。

図 68 の符号化装置に対応する復号化装置の例を図 69 に示す。入力符号 A, D, G, B, J, L, C, K, M はそれぞれ伸張部 $80_{1,1} \sim 80_{3,3}$ に与えられ伸張復号が行われ、周波数領域の最下位信号と誤差信号 $\Delta_{2,1} \sim \Delta_{3,3}$ が生成される。最下位の伸張部 $80_{1,1}$ からの復号信号は直交逆変換部 $39_{1,1}$ により時間領域信号に変換され最下位のディジタル信号 $S_{1,1}$ が再生される。周波数領域の誤差信号 $\Delta_{2,1}$ は直交逆変換部 $39_{2,1}$ で時間領域の誤差信号に変換されてから加算部 $82_{2,1}$ に与えられ、精度変換部 $81_{1,1}$ で量子化精度が 20 ビットに高くされた信号と加算されてディジタル信号 $S_{2,1}$ が再生される。この再生信号 $S_{2,1}$ は精度変換部 $81_{2,1}$ により量子化精度

が 24 ビットに上げられて加算部 82_{3,1} に与えられる。誤差信号 $\Delta_{3,1}$ が直交逆変換部 39_{3,1} により時間領域誤差信号に変換されて、加算部 82_{3,1} で量子化精度が上げられた信号と加算されディジタル信号 S_{3,1} が再生される。なお、直交逆変換部 39_{1,1}～39_{3,3} は図 68 における直交変換部 19_{1,1}～19_{3,3} の処理と逆の処理を行い、

- 5 周波数領域信号を時間領域信号に変換する。

周波数領域誤差信号 $\Delta_{1,2}$ は伸張部 80_{1,2} により復号され、補正部 36_{1,2} で補正された周波数領域信号が加算部 82_{1,2} で加算されて、直交逆変換部 39_{1,2} で時間領域信号に変換されディジタル信号 S_{1,2} が再生される。同様に周波数領域の誤差信号 $\Delta_{2,2}$ は、伸張部 80_{1,1}, 80_{2,1} からの信号が補正部 36_{2,2} で各々補正されてから加算部 82_{2,2} で加算され、加算結果が直交逆変換部 S_{2,2} により時間領域信号に変換されてディジタル信号 S_{2,2} が再生される。また、周波数領域の誤差信号 $\Delta_{3,2}$ は、伸張部 80_{1,1}, 80_{2,1}, 80_{3,1} からの信号が補正部 36_{3,2} で各々補正されてから加算部 82_{3,2} で加算され、加算結果が直交逆変換部 39_{3,2} により時間領域信号に変換されてディジタル信号 S_{3,2} が再生される。周波数領域誤差信号 $\Delta_{1,3}$, $\Delta_{2,3}$, $\Delta_{3,3}$ は、加算部 82_{1,2}, 82_{2,2}, 82_{3,2} からの周波数領域信号がそれぞれ補正部 36_{1,3}, 36_{2,3}, 36_{3,3} により各々補正されて加算部 82_{1,3}, 82_{2,3}, 82_{3,3} で加算され、加算結果は直交逆変換部 39_{1,3}, 39_{2,3}, 39_{3,3} により時間領域信号に変換されディジタル信号 S_{1,3}, S_{2,3}, S_{3,3} が各々再生される。なお、各補正部 36_{1,2}, 36_{2,2}, 36_{3,2}, 36_{1,3}, 36_{2,3}, 36_{3,3} は、入力された補助情報が示すパラメータを用いて図 68 における補正部 20 16_{1,2}, 16_{2,2}, 16_{3,2}, 16_{1,3}, 16_{2,3}, 16_{3,3} と同様に例えれば利得の補正を行う。

図 68 の実施例では最下位のサンプリング周波数 48kHz のディジタル信号 S_{2,1}, S_{3,1} に対する誤差信号は時間領域で求め、それを周波数領域に変換した場合を示したが、図 70 に示す変形実施例では、最下位のサンプリング周波数 48kHz のディジタル信号 S_{2,1}, S_{3,1} に対する誤差信号も周波数領域で求める場合を示す。その他の構成は図 68 と同様である。

この場合は、精度変換部 62_{1,1}, 62_{2,1} は、量子化精度が 16 ビット及び 20 ビットのディジタル信号 S_{1,1}, S_{2,1} を直交変換部 19_{1,1}, 19_{2,1} により変換した周波数領域信号が与えられ、それぞれの周波数領域サンプルの最下位に 4 ビットの "0" を付加することにより量子化精度を 1 階層向上させてそれぞれ 20 ビット、24

ビットとして減算部 $63_{2,1}$, $63_{3,1}$ に与える。減算部 $63_{2,1}$, $63_{3,1}$ はデジタル信号 $S_{2,1}$, $S_{3,1}$ が直交変換部 $19_{2,1}$, $19_{3,1}$ により周波数領域信号に変換されて与えられ、精度変換部 $62_{1,1}$, $62_{2,1}$ からの精度変換された信号とそれぞれ減算され誤差信号 $\Delta_{2,1}$, $\Delta_{3,1}$ を生成する。

- 5 また、サンプリング周波数 48kHz のデジタル信号 $S_{1,1}$, $S_{2,1}$, $S_{3,1}$ が周波数領域信号に変換されてそれぞれ補正部 $16_{1,2}$, $16_{2,2}$, $16_{3,2}$ を通して減算部 $63_{1,2}$, $63_{2,2}$, $63_{3,2}$ に与えられ、サンプリング周波数 96kHz のデジタル信号 $S_{1,2}$, $S_{2,2}$, $S_{3,2}$ が直交変換部 $19_{1,2}$, $19_{2,2}$, $19_{3,2}$ により変換された周波数領域信号と減算され、誤差信号 $\Delta_{1,2}$, $\Delta_{2,2}$, $\Delta_{3,2}$ が生成される。その他の構成と動作は図 6 8 の場合と
10 同様である。

- 図 7 0 の変形実施例による符号化装置に対応する復号化装置を図 7 1 に示す。この実施例においても最下位のサンプリング周波数についての復号信号に対する精度変換を周波数領域で行う。即ち、伸張部 $80_{1,1}$ により入力符号 A が伸張復号されて周波数領域信号が得られ、その周波数領域信号は精度変換部 $81_{1,1}$ に与えられると共に直交逆変換部 $39_{1,1}$ で時間領域信号に変換され、デジタル信号 $S_{1,1}$ が再生される。その他の構成は図 2 0 と同様である。

- 伸張部 $80_{2,1}$, $80_{3,1}$, $80_{1,2}$, $80_{2,2}$, $80_{3,2}$, $80_{1,3}$, $80_{2,3}$, $80_{3,3}$ は入力された符号 D, G, B, J, L, C, K, M を伸張復号してそれぞれ周波数領域誤差信号 $\Delta_{2,1}$, $\Delta_{3,1}$, $\Delta_{1,2}$, $\Delta_{2,2}$, $\Delta_{3,2}$, $\Delta_{1,3}$, $\Delta_{2,3}$, $\Delta_{3,3}$ が生成され、それぞれ加算部 $82_{2,1}$, $82_{3,1}$, $82_{1,2}$, $82_{2,2}$, $82_{3,2}$, $82_{1,3}$, $82_{2,3}$, $82_{3,3}$ に与えられる。精度変換部 $81_{1,1}$ で量子化精度が 16 ビットから 20 ビットに変換された信号は加算部で誤差信号 $\Delta_{2,1}$ と加算され、加算結果は精度変換部に与えられると共に直交逆変換部 $39_{2,1}$ で時間領域信号に変換されデジタル信号 $S_{2,1}$ が再生される。精度変換部 $81_{2,1}$ は与えられた量子化精度 20 ビットの周波数領域信号を量子化精度 24 ビットに変換し、加算部 $82_{3,1}$ に与えて誤差信号 $\Delta_{3,1}$ と加算され、加算結果は直交逆変換部 $39_{3,1}$ で時間領域信号に変換されデジタル信号 $S_{3,1}$ が再生される。

直交逆変換部 $39_{1,1}$, $39_{2,1}$, $39_{3,1}$ への入力信号はそれぞれ補正部 $36_{1,2}$, $36_{2,2}$, $36_{3,2}$ を通して加算部 $82_{1,2}$, $82_{2,2}$, $82_{3,2}$ に与えられ、周波数領域誤差信号 $\Delta_{1,2}$, $\Delta_{2,2}$, $\Delta_{3,2}$ と加算される。これらの加算結果はそれぞれ直交逆変換部 $39_{1,2}$,

39_{2,2}, 39_{3,2}で時間領域信号に変換され、デジタル信号 S_{1,2}, S_{2,2}, S_{3,2}が再生される。同様に、直交変換部 39_{1,2}, 39_{2,2}, 39_{3,2}への入力信号はそれぞれ補正部 36_{1,3}, 36_{2,3}, 36_{3,3}を通して加算部 82_{1,3}, 82_{2,3}, 82_{3,3}に与えられ、周波数領域誤差信号 $\Delta_{1,3}$, $\Delta_{2,3}$, $\Delta_{3,3}$ と加算される。これらの加算結果はそれぞれ直交逆変換部 5 39_{1,3}, 39_{2,3}, 39_{3,3}で時間領域信号に変換され、デジタル信号 S_{1,3}, S_{2,3}, S_{3,3}が再生される。

図 6.8 の実施例において、補正部 16_{1,2}, 16_{2,2}, 16_{3,2}, 16_{1,3}, 16_{2,3}, 16_{3,3}による補正は周波数領域において行っているが、時間領域で行ってもよい。時間領域における補正も例えば誤差信号のパワーが最小となるように信号 S_{3,2}に対し利得を調整する。例えば、補正部 16_{3,3}において破線で示すように、直交変換部 19_{3,2}の入力である時間領域のデジタル信号 S_{3,2}を補正部 16'_{3,3}で補正し、補正結果を直交変換部 19'_{3,2}で直交変換して周波数領域信号として減算部 63_{3,3}に与える。他の補正部においても同様である。この場合、復号化装置では、図 6.9 に破線で示すように直交逆変換部 39_{3,2}から得られた時間領域の再生デジタル信号 S_{3,2}を補正部 36'_{3,3}で補正し、補正結果を直交変換部 39'_{3,2}で周波数領域信号に変換して加算部 82_{3,3}で周波数領域の誤差信号 $\Delta_{3,3}$ に加算すればよい。他の補正部についても同様である。あるいは、補正処理が可逆な処理であれば、図 6.8 中に示すように単にデジタル信号 S_{3,2}を補正部 16''_{3,3}で補正して直交変換部 19_{3,2}に与え、直交変換部 19_{3,2}の出力をそのまま減算部 63_{3,3}に与えてもよい。この場合、復号化装置では図 6.9 中に破線で示すように加算部 82_{3,2}の出力をそのまま加算部 20 82_{3,3}に与え、対応する直交逆変換部 39_{3,2}の出力時間領域信号に対し補正部 36''_{3,3}により補正を行うだけでよい。後者の変形例では符号化装置及び復号化装置とも直交変換部の数を増やす必要はない。

第 1.7 実施例

25 上述したこの発明で扱う複数の原音信号は、サンプリング周波数、量子化精度、チャンネル数などの信号の属性が異なる場合があり、それらの異なる複数種類の組み合わせの信号が予め用意され、それらの複数信号系列の階層符号化により全体の圧縮効率を改善できる。ここではこのような複数信号の多様な階層構造を指定する方法について説明する。

前述のようにサンプリング周波数、量子化精度、更にチャンネル数を階層化してより上位の階層の信号の符号化が下位の階層の信号の符号化を包含することができる。これにより指定されたサンプリング周波数、量子化精度、チャンネル数での原音信号が再現でき、複数種類の条件の符号化を統合できる。ここでは特に
5 各入力信号に対し、自由度を確保した記述法を提供する。

図72は階層の関連付けが指定された圧縮符号列の構成を示す実施例である。この実施例はサンプリング周波数（周波数方向）と量子化精度の階層化、更にチャンネル数の階層構成を想定して、階層間の誤差信号を圧縮符号化した符号列とする。ここでは符号列M, L, G, Aの4つの圧縮符号列を示している。各圧縮
10 符号列は、同じ階層の原音信号を圧縮符号化した一連の符号をデータ領域（後述のフィールドx9）に有しており、従って、符号列に対しても原音信号と同じ階層を定義する。各符号列にはその属性（階層情報）を記述するフィールドx1～x7が付加されている。

フィールドx1は符号列の系列番号を表し、ここでは複数の符号列M, L, G, Aに順番にそれぞれ与えられた系列番号0, 1, 2, 3が書き込まれている。フィールドx2は対応する原音信号のチャンネル構成を表し、フィールドx3は原音信号のサンプリングレートを表し、フィールドx4は原音信号の量子化精度を表し、フィールドx5は対応する音源信号の下位系列の個数を表し、フィールドx6はその下位符号列の系列番号を表し、フィールドx7は補助情報があるか否かを"1"または"0"で表す拡張フラグを表し、フィールドx9はデータ（圧縮符号化により得られた符号列）を表す。フィールドx7の拡張フラグが"1"のときにのみ符号列Gで示すように補助情報を表すフィールドx8が挿入される。例えば符号列Mのようにその符号列に対する下位系列として符号列LとGの2つある場合は下位系列の数x5は2であり、フィールドx6にはその2つの下位系列の系列番号2, 3が書かれ、最下位の系列Aにはそれ以下の系列はない。

拡張フラグx7が"1"であればフィールドx8の符号化補助情報が追加され、拡張フラグが"0"であればフィールドx9のデータ列が開始する。符号列Gは拡張フラグx7が1であり、補助情報のフィールドx8が挿入されている例を示している。各系列はフレーム単位でパケットに対応つけて伝送することが一般的であり、パ

ケットの管理は例えば既存のインターネットプロトコルに従えばよい。伝送せずに蓄積するだけの場合には各符号系列の先頭位置を符号系列とは別途管理しておくことが一般的である。

図73は量子化精度が24bitで、サンプリング周波数が192kHzと96kHzの原音信号 $S_{1,1}$, $S_{1,2}$ 及びサンプリング周波数が48kHzで、量子化精度が24bitと16bitの原音信号 $S_{2,1}$, $S_{2,2}$ に対する階層符号化の例を示す。

信号源 $10_{2,2}$ からの原音信号 $S_{2,2}$ はその下位の信号 $S_{2,1}$ をアップサンプル部13A1でサンプリング周波数96kHzから192kHzにアップサンプルして得た信号との減算を減算器 $13_{2,2}$ で行い、得られた誤差信号 $\Delta_{2,2}$ を圧縮符号化部 $11_{2,2}$ で可逆圧縮符号化して符号列Mを出力する。また信号源 $10_{2,1}$ からの原音信号 $S_{2,1}$ はその下位の信号 $S_{1,2}$ をアップサンプル部13A2でサンプリング周波数48kHzから96kHzにアップサンプルして得た信号との減算を減算器 $13_{2,1}$ で行い、得られた誤差信号 $\Delta_{2,1}$ を圧縮符号化部 $11_{2,1}$ で可逆符号化して符号列Lを得る。さらに、信号源 $10_{1,2}$ からの原音信号 $S_{1,2}$ はその下位の信号 $S_{1,1}$ を精度変換部13C1で量子化精度を16bitから24bitに変換された信号との減算を減算器 $13_{1,2}$ で行い、得られた誤差信号 $\Delta_{1,2}$ を圧縮符号化部 $11_{1,2}$ で可逆符号化して符号列Gを得る。信号源 $10_{1,1}$ からの最下位の信号 $S_{1,1}$ はそのまま圧縮符号化部 $11_{1,1}$ で符号化され、符号列Aとされる。

従って、符号列Mは下位の符号列Lと関係付けられ、符号列Lは下位の符号列Gと関係付けられ、符号列Gは下位の符号列Aと関係付けられている。

図74は図73の符号化処理により生成された符号列M, L, G, Aに対し、階層構造を規定する情報フィールドx1～x7が付加された符号列と符号列間の関連付けを示す。符号系列M, L, G, Aにはそれぞれ系列番号0, 1, 2, 3がフィールドx1に書き込まれている。フィールドx2にはそれぞれの符号系列に対応する原音信号のチャンネル構成(チャンネル数)2, 2, 2, 2が書き込まれている。また、フィールドx3には対応する原音信号のサンプリングレート192, 96, 48(kHz)が書き込まれている。フィールドx4には対応する原音信号の量子化精度24, 24, 24, 16(bit)が書き込まれている。各音源信号S22, S21, S12が差分をとるのに使用する下位の音源信号は1つであり、音源信号S22は差分を取らない

ので、符号系列M, L, Gの下位の系列個数として"1"がフィールドx5に書き込まれており、フィールドx6にはそれぞれの下位の符号系列番号が書き込まれている。符号系列Aのフィールドx5, x6には0が書き込まれている。符号系列M, L, G, Aは補助情報を使用していないのでフィールドx7はすべて"0"とされている。

図75は3種類のサンプリング周波数192kHz, 96kHz, 48kHzと3種類の量子化精度24bit, 20bit, 16bitの組み合わせによる9種類の階層化された原音信号を符号化する構成であり、この階層構造を記述したフィールドを有する符号系列を図76に示す。図75の符号化においては、補助情報は使用していないのでフィールドx7の拡張フラグはすべて"0"とされている。また、最下位の信号S_{1,1}を除く他のすべての信号S_{3,3}, S_{2,3}, S_{1,3}, S_{3,2}, S_{2,2}, S_{1,2}, S_{3,1}, S_{2,1}はそれぞれ下位の1つの信号とのみ差分を取っているので、下位系列個数のフィールドには"1"が書き込まれている。

図77は図57に示した階層化原音信号に対する符号化により生成された符号列I, F, C, H, E, B, G, D, Aに対する階層構造の記述である。図75の場合と同様に9種類の階層化された原音信号を圧縮符号化する。この符号化には補助情報を使用しているので、符号系列Aを除く他のすべての符号系列の拡張フラグx7は"1"とされ、その直後に符号化された補助情報のフィールドx8が挿入されている。

図78は図50に示したマルチチャネルの階層符号化による符号系列に対応する階層構造の記述を示す。これまでの実施例では符号化装置では下位の系列からは引き算、あるいは復号化装置では下位の系列からの足し算が前提であった。図78では5番と6番の符号系列のフィールドx6に指定された系列番号7番と8番の符号系列が図50における差信号と和信号の符号列への変換を表しており、復号化装置として解釈すると、5番目と6番目の符号系列にはフィールドx9の圧縮符号データが付加されなく、系列番号5番の補助情報は復号側に対し系列番号7番と8番の符号系列から和の信号を作ることを指定し、系列番号6番の補助情報は復号側に対し系列番号7番と8番の符号列から差信号を作ることを指定している。このため、符号系列5番と6番は後続する圧縮符号データを持っていない

い。

図 5 5 で説明したチャンネル間直交変換を行う符号化の場合は、例えば図 7 8 においてチャンネル間直交変換が行われた符号系列の補助情報フィールド x8 にそれぞれ直交変換を行ったことを表す情報を書き込み、必要であればその詳細を
5 更に付加することができるように文法を予め決めておく。

上述してきた各実施例の符号化装置による基本的な処理手順を図 7 9 に示す。この発明においては、階層化された属性を有する複数の原音信号を符号化の対象とする。属性とは、例えば第 1 乃至第 1 6 実施例においてはサンプリング周波数の種類やサンプルの量子化精度の種類がそうであり、更に第 1 2 ~ 第 1 4 実施例 10 では 5 チャンネル信号、ステレオ信号（2 チャンネル信号）、モノラル信号（1 チャンネル信号）のように、異なるチャンネル数の複数のグループの信号システムにおいて、信号が属するグループのチャンネル数もその信号の属性である。チャンネル数の減少する方向を下位の方向とする。第 1 5 実施例においては属性は 15 信号の予め決めた複数のサンプリング周波数及び複数の予め決めた振幅分解能である。以上の定義のもとに、符号化処理は以下のように行われる。

ステップ S 1：符号化対象の原音信号に対し、それより属性が下位の原音信号があるか探す。

ステップ S 2：下位の原音信号があれば、符号化対象の原音信号と、下位の原音信号又はその変形信号との誤差信号を生成する。即ち、下位の原音信号が 2 つある場合は、下位の 2 つの信号から合成した変形信号を得て、その変形信号と符号化対象信号間の誤差信号を求める。
20

ステップ S 3：上記誤差信号を可逆符号化する。

ステップ S 4：すべての原音信号について符号化が終了したか判定し、終了してなければステップ S 1 に戻る。

ステップ S 5：ステップ S 1 で符号化対象の原音信号より下位の原音信号がない場合は、その原音信号を可逆符号化する。
25

また、上述した実施例の復号化装置による基本的処理手順を図 8 0 に示す。

ステップ S 1：複数の入力符号を復号し、誤差信号と原音信号を得る。

ステップ S 2：誤差信号より属性が下位の復号原音信号又はその変形信号とそ

の誤差信号を合成して復号原音信号を生成する。

ステップS3：すべての入力符号について処理が終了したか判定し、終了してなければステップS1に戻る。

このような符号化処理手順及び復号化処理手順は、コンピュータで実行可能な
5 プログラムとして記述することができる。そのようなプログラムをインストール
したコンピュータによりこの発明による信号の符号化及び復号化を実行すること
ができる。

図81はプログラムに記述したこの発明による符号化方法及び復号化方法を実
行するコンピュータの構成を示す。コンピュータ100は共通データバス160
10 に接続されたランダムアクセスメモリ(RAM)110と、中央演算装置(CPU)
120と、ハードディスク(HD)130と、入出力インターフェース140
と、送受信部150とを有している。図79及び80で説明した符号化処理及び
復号化処理の手順を記述したプログラムはハードディスク130に図示していない
メディアドライブ(例えばCDドライブ)に挿入した記録媒体から予めインスト
15 ールしておく。あるいは、ネットワークNWからダウンロードしたプログラムを
インストールしてもよい。

符号化処理又は復号化処理を実行する場合は、ハードディスク130からプロ
グラムをRAM110に読み込み、CPU120の制御に従ってプログラムを実
行する。例えば符号化処理を行う場合、入出力インターフェース140に接続され
20 たマルチチャンネル入力装置220からのマルチチャンネル信号を符号化し、ハ
ードディスク130に一時的に蓄積するか、送受信部150からネットワークN
Wに送出してもよい。復号処理を行う場合は、例えばネットワークNWから受信
したマルチチャンネル音楽プログラムの符号を復号し、入出力インターフェース1
40からマルチチャンネル再生装置210に出力して再生することができる。

25

発明の効果

以上説明したように、この発明によれば、階層化された属性を有する信号を、
その信号より下位の属性の信号又はその変形信号との誤差信号を生成し、その誤
差信号を可逆符号化することにより、効率のよい符号化が実現でき、また可逆な

100

符号化が実現できる。

請求の範囲

1. ディジタル信号符号化方法であり、

(a) 符号化する信号より下位の属性の信号又はその変形信号を生成し符号化するステップと、

5 (b) 符号化する信号と上記下位の属性の信号又はその変形信号との誤差信号を可逆符号化するステップ、
とを含むことを特徴とするディジタル信号の符号化方法。

2. 請求項 1 に記載のディジタル信号符号化方法において、

10 上記ステップ(a) は、フレームごとに第 1 サンプリング周波数のディジタル信号を、第 1 サンプリング周波数より低い第 2 サンプリング周波数のディジタル信号に変換し、

その第 2 サンプリング周波数のディジタル信号を圧縮符号化して主符号を出力
し、

15 上記ステップ(b) はその主符号に対応した局部信号を第 1 サンプリング周波数
の局部信号に変換し、

上記誤差信号としてその第 1 サンプリング周波数の局部信号と上記第 1 サンプ
リング周波数のディジタル信号との誤差信号を算出し、

上記誤差信号の予測誤差信号を生成し、

その予測誤差信号をその各サンプルの振幅を表わすビット位置のうち少くとも
20 1 ビット位置ごとにサンプルを跨いだ等位ビット列を可逆符号化して誤差符号と
して出力することを特徴とする。

3. 請求項 1 に記載のディジタル信号符号化方法において、上記ステップ(b) は
上記誤差信号を周波数軸反転した誤差信号についての予測誤差信号を可逆符号化
することを特徴とする。

25 4. 請求項 2 に記載のディジタル信号符号化方法において、

上記ステップ(b) は、上記誤差信号を第 1 サンプリング周波数よりも低いサン
プリング周波数の誤差信号に変換するステップと、

その変換された誤差信号についての予測信号を生成し、その予測信号を第 1 サ
ンプリング周波数の予測信号に変換するステップと、

その変換した予測信号と第1サンプリング周波数の上記誤差信号とから上記予測誤差信号を求めるステップとを含む。

5. 請求項2に記載のデジタル信号符号化方法において、

上記ステップ(b)は、上記誤差信号を線形予測分析し、その予測係数により上記誤差信号を処理して予測信号を生成するステップと、
5

その予測信号と上記誤差信号との差を求めて上記予測誤差信号を生成し、上記予測係数を符号化して係数符号を出力するステップとを含む。

6. 請求項1に記載のデジタル信号符号化方法において、上記ステップ(a)は、
m=1, n=1 の組について、第m量子化精度、第nサンプリング周波数の第m, n デ
10 ィジタル信号を圧縮符号化して第m, n 符号を出力するステップであり、

上記ステップ(b)は、

m=1, 1≤n≤N-1 の範囲の m, n の組について、上記第m, n ディジタル信号を第nサンプリング周波数よりも高い第n+1サンプリング周波数にアップサンプリングして第m, n+1 アップサンプリング信号を生成し、

15 第m量子化精度、第n+1サンプリング周波数でサンプリングされた第m, n+1 ディジタル信号と上記第m, n+1 アップサンプリング信号との誤差信号である第m, n+1 誤差信号を上記誤差信号として圧縮符号化して第m, n+1 符号を出力し、
1≤m≤M-1, 1≤n≤N の範囲で m, n の組について、上記第m, n ディジタル信号を第m量子化精度よりも高い第m+1量子化精度に精度変換して第m+1, n 精度変換
20 信号を生成し、

第m+1量子化精度、第nサンプリング周波数でサンプリングされた第m+1, n ディジタル信号と第m+1, n 精度変換信号との誤差信号である第m+1, n 誤差信号を圧縮符号化して第m+1, n 符号を出力することを特徴とする。

7. 請求項6に記載のデジタル信号符号化方法において、上記ステップ(b)は、
25 調整パラメータに基づき調整された上記第m, n+1 アップサンプリング信号との上記第m, n+1 誤差信号のパワーが最小となる調整パラメータを表わす第m, n+1 補助情報を符号化して第m, n+1 補助符号を出力するステップを含む。

8. 請求項6に記載のデジタル信号の符号化方法において、上記ステップ(b)
は、調整パラメータに基づき調整された上記m+1, n 精度変換信号との上記第m, n

誤差信号のパワーが最小となる調整パラメータを表わす第 $m+1, n$ 補助情報を符号化して第 $m+1, n$ 補助符号を出力するステップを含む。

9. 請求項 1 に記載のデジタル信号の符号化方法において、上記ステップ(a)は、 $m=1, n=1$ の組について第 m, n 誤差信号を圧縮符号化して第 m, n 符号を生成し、

上記ステップ(b) は、 $2 \leq m \leq M, 1 \leq n \leq N$ の範囲の m, n の組について第 $m-1, n$ デジタル信号を圧縮符号化して、第 $m-1, n$ 符号を生成し、

10 上記ステップ(b) は、 $2 \leq m \leq M, 1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n について第 $m-1, n$ デジタル信号と、第 $m-1, n+1$ デジタル信号との誤差である第 $m-1, n+1$ 誤差信号を生成するステップと、

その第 $m-1, n+1$ 誤差信号を圧縮符号化して第 $m-1, n+1$ 符号を生成することを特徴とする。

11. 請求項 1 に記載のデジタル信号符号化方法において、上記ステップ(a)は、 $m=1, n=1$ の組について、第 m 量子化精度、第 n サンプリング周波数の第 m, n デジタル信号を圧縮符号化し、

上記ステップ(b) は、 $2 \leq m \leq M, 1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、第 m 量子化精度 m 、第 $n+1$ サンプリング周波数の第 $m, n+1$ デジタル信号と、上記第 m, n デジタル信号及び上記第 $m-1, n+1$ デジタル信号との各誤差である第 m, n 誤差信号及び第 $m-1, n+1$ 誤差信号を上記誤差信号として生成し、

20 これら第 m, n 誤差信号と第 $m-1, n+1$ 誤差信号との歪が小さい誤差信号を選択して可逆圧縮符号化して第 $m, n+1$ 符号を生成し、かつ上記何れを選択したかを示す第 $m, n+1$ 補助符号を生成することを特徴とする。

11. 請求項 1 に記載のデジタル信号符号化方法において、上記ステップ(a)は、 $m=1, n=1$ の組について、第 m 量子化精度、第 n サンプリング周波数の第 m, n デジタル信号を圧縮符号化し、

上記ステップ(b) は、 $2 \leq m \leq M, 1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、上記第 m, n デジタル信号及び上記第 $m-1, n+1$ デジタル信号を重み付き加算して第 $m, n+1$ 加算信号を生成し、第 $m, n+1$ デジタル信号との差分を上記誤差信

号として生成し、

上記誤差信号を可逆圧縮符号化して第 $m, n+1$ 符号を生成することを特徴とする。

1 2. 請求項 1 に記載のデジタル信号符号化方法において、上記ステップ(a)は、 $m=1, n=1$ の組について第 m 量子化精度、第 n サンプリング周波数の第 m, n デジタル信号を圧縮符号化して第 m, n 符号を出力し、

上記ステップ(b) は、 $1 \leq m \leq M, 1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、上記第 m, n デジタル信号を第 n サンプリング周波数よりも高い第 $n+1$ サンプリング周波数にアップサンプリングして第 $m, n+1$ アップサンプリング信号を生成し、

第 m 量子化精度、第 $n+1$ サンプリング周波数の第 $m, n+1$ デジタル信号と上記第 $m, n+1$ アップサンプリング信号との誤差信号である第 $m, n+1$ 誤差信号を上記誤差信号として圧縮符号化して第 $m, n+1$ 符号を出力し、

$m=1, 1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、上記第 m, n デジタル信号を第 m 量子化精度よりも高い第 $m+1$ 量子化精度に精度変換して第 $m+1, n$ 精度変換信号を生成し、

15 第 $m+1$ 量子化精度、第 n サンプリング周波数の第 $m+1, n$ デジタル信号と第 $m+1, n$ 精度変換信号との上記誤差信号として誤差信号である第 $m+1, n$ 誤差信号を圧縮符号化して第 $m+1, n$ 符号を出力することを特徴とする。

1 3. 請求項 1 2 に記載のデジタル信号の符号化方法において、上記ステップ(b) は、調整パラメータに基いて調整された上記第 $m, n+1$ アップサンプリング信号との上記第 $m, n+1$ 誤差信号のパワーが最小になる調整パラメータを符号化して第 $m, n+1$ 補助符号を出力するステップ又は、

調整パラメータに基いて調整された上記第 $m+1, n$ 精度変換信号との上記第 $m+1, n$ 誤差信号が最小となる 調整パラメータを符号化して第 $m+1, n$ 補助符号を出力するステップとを含む。

25 1 4. デジタル信号の符号化装置であり、

符号化する信号より下位の属性の信号又はその変形信号を生成し、符号化する主符号生成手段と、

上記符号化する信号と上記下位の属性の信号又はその変形信号との誤差信号を可逆符号化する誤差信号符号化手段、

とを含むことを特徴とするデジタル信号符号化装置。

15. 請求項1-4に記載のデジタル信号符号化装置において、

上記主符号生成手段は、フレームごとに第1サンプリング周波数のデジタル信号を、第1サンプリング周波数より低い第2サンプリング周波数のデジタル信号に変換するダウンサンプリング部と、

5 上記第2サンプリング周波数のデジタル信号を圧縮符号化して主符号を出力する符号化部とかなり、

上記誤差信号符号化手段は、上記主符号に対応した局部信号を第1サンプリング周波数の局部信号に変換するアップサンプリング部と、

10 上記誤差信号として上記第1サンプリング周波数の局部信号と上記第1サンプリング周波数のデジタル信号との誤差信号を算出する誤差算出部と、

上記誤差信号の予測誤差信号を生成する予測誤差生成部からなり、

上記予測誤差信号をその各サンプルの振幅を表わすビット位置のうち少くとも1ビット位置ごとにサンプルを跨いだ等位ビット列を可逆符号化して誤差符号として出力する配列変換部を有することを特徴とする。

15 16. 請求項1-4に記載のデジタル信号の符号化装置において、上記主符号生成手段は、 $m=1, n=1$ の m, n の組について、上記第 m, n デジタル信号を圧縮符号化して第 m, n 符号を出力する第 m, n 符号化部からなり、

20 上記誤差信号符号化手段は、 $m=1, 1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、記第 m, n デジタル信号を第 n サンプリング周波数よりも高い第 $n+1$ サンプリング周波数にアップサンプリングして第 $m, n+1$ アップサンプリング信号を生成するアップサンプリング部と、

25 上記第 $m, n+1$ アップサンプリング信号と上記第 $m, n+1$ デジタル信号との誤差信号である第 $m, n+1$ 誤差信号を上記誤差信号として圧縮符号化して第 $m, n+1$ 符号を出力する第 $m, n+1$ 符号化部と、

記誤差信号として上記第 m, n デジタル信号 $1 \leq m \leq M-1, 1 \leq n \leq N$ の範囲の m, n の組について、上記第 m, n デジタル信号を第 m 量子化精度よりも高い第 $m+1$ 量子化精度に精度変換して第 $m+1, n$ 精度変換信号を生成する第 $m+1, n$ 精度変換部からなる。

17. 請求項1-4に記載のデジタル信号符号化装置において、上記主符号生成

手段は、第m量子化精度、第nサンプリング周波数の第m, nデジタル信号を、第m量子化精度より低い第m-1量子化精度、第nサンプリング周波数の第m-1, nデジタル信号と、第m-1, nデジタル信号と第m, nデジタル信号との誤差である第m, n誤差信号とに分割する分割部と、

5 m=1, n=1 の組について、その第m, n誤差信号を可逆圧縮符号化して第m, n符号を生成する第m, n圧縮部と、

2≤m≤M, 1≤n≤N-1 の範囲のm, nの組について上記第m-1, nデジタル信号又は入力された第m-1, nデジタル信号を圧縮符号化して、第m-1, n符号を生成する第m-1, n圧縮部からなり、

10 上記誤差信号符号化手段は、上記第m-1, n符号の生成に用いた第m-1, nデジタル信号と、第m-1量子化精度、第nサンプリング周波数より高い第n+1サンプリング周波数の第m-1, n+1デジタル信号との誤差である第m-1, n+1誤差信号を生成する第m-1, n+1誤差生成部と、

15 その第m, n+1誤差信号を可逆圧縮符号化して第m-1, n+1符号を生成する第m-1, n+1圧縮部、

からなる。

18. 請求項14に記載のデジタル信号符号化装置において、上記主符号生成手段は、m=1, n=1 の組について、第m量子化精度、第nサンプリング周波数の第m, nデジタル信号を圧縮符号化する第m, n符号化手段からなり、

20 上記誤差信号符号化手段は、1≤m≤M, 1≤n≤N-1 の範囲のm, nの組について第m量子化精度より低い第m-1量子化精度、第nサンプリング周波数より高い第n+1サンプリング周波数の第m-1, n+1デジタル信号を圧縮符号化する第m-1, n+1符号化手段と、

25 第m量子化精度、第n+1サンプリング周波数の第m, n+1デジタル信号と、上記第m, nデジタル信号及び上記第m-1, n+1デジタル信号との各誤差である第m, n誤差信号及び第m-1, n+1誤差信号を生成する誤差信号生成手段と、

これら第m, n誤差信号と第m-1, n+1誤差信号との歪が小さい誤差信号を選択して可逆圧縮符号化して第m, n+1符号を生成する第m, n+1圧縮部と、

上記何れを選択したかを示す第m, n+1補助符号を生成する第m, n+1補助符号化

部、

からなる。

19. 請求項 1 4 に記載のデジタル信号符号化装置において、上記主符号生成手段は、 $m=1, n=1$ の組について、第 m 量子化精度、第 n サンプリング周波数の
5 第 m, n デジタル信号を圧縮符号化する第 m, n 符号化手段からなり、

上記誤差信号符号化手段は、 $2 \leq m \leq M, 1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、
上記第 m, n デジタル信号及び上記第 $m-1, n+1$ デジタル信号を重み付き加算し
て第 $m, n+1$ 加算信号を生成し、第 $m, n+1$ デジタル信号との差分を誤差信号とし
て生成する第 $m, n+1$ 混合部と、

- 10 上記誤差信号を可逆圧縮符号化して第 $m, n+1$ 符号を生成する第 $m, n+1$ 圧縮部、
からなる。

20. 請求項 1 4 に記載のデジタル信号符号化装置において、上記主符号生成
手段は、 $m=1, n=1$ の組について第 m 量子化精度、第 n サンプリング周波数でサ
ンプリングされた第 m, n デジタル信号を圧縮符号化して第 m, n 符号を出力する
15 第 m, n 圧縮部からなり、

上記誤差信号符号化手段は、 $1 \leq m \leq M, 1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、
上記第 m, n デジタル信号を第 n サンプリング周波数よりも高い第 $n+1$ サンプリ
ング周波数にアップサンプリングして第 $m, n+1$ アップサンプリング信号を生成す
る第 $m, n+1$ アップサンプル部と、

- 20 第 m 量子化精度、第 $n+1$ サンプリング周波数の第 $m, n+1$ デジタル信号と上記
第 $m, n+1$ アップサンプリング信号との誤差信号である第 $m, n+1$ 誤差信号を上記誤
差信号として圧縮符号化して第 $m, n+1$ 符号を出力する第 $m, n+1$ 圧縮部と、

- 25 $1 \leq m \leq M-1, 1 \leq n \leq N$ の範囲の m, n の組について、上記第 m, n デジタル信
号を第 m 量子化精度よりも高い第 $m+1$ 量子化精度に精度変換して第 $m+1, n$ 精度変
換信号を生成する第 $m+1, n$ 精度変換部と、

第 $m+1$ 量子化精度、第 n サンプリング周波数の第 $m+1, n$ デジタル信号と上記
第 $m+1, n$ 精度変換信号との上記誤差信号として第 $m+1, n$ 誤差信号を圧縮符号化し
て第 $m+1, n$ 符号を出力する第 $m+1, n$ 圧縮部、

からなる。

21. ディジタル信号の符号を復号化する復号化方法であり、

(a) 入力符号を復号化して誤差信号を生成するステップと、

(b) 上記誤差信号と、主符号を復号して生成した復号信号としてその差分信号より下位の属性の復号信号又はその変形信号とを合成して復号化信号を生成する

5 ステップ；

とを含むことを特徴とする復号化方法。

22. 請求項 21 に記載の信号復号化方法において、

上記ステップ(a) は、上記入力符号として入力誤差符号を復号してビット位置のうち少なくとも 1 ビット位置ごとにサンプルを跨いだ同一ビット位置のビット

10 列からなる第 1 サンプリング周波数の予測誤差信号を再生し、

上記ステップ(b) は、上記予測誤差信号を合成して上記誤差信号を再生し、主符号を復号した復号信号を、そのサンプリング周波数より高い上記第 1 サンプリング周波数の復号信号に変換し、その変換された復号信号と上記誤差信号とを加算して再生ディジタル信号を得ることを特徴とする。

15 23. 請求項 21 に記載の復号化方法において、上記ステップ(b) は、上記誤差信号を周波数軸反転して上記変換された復号信号と加算することを特徴とする。

24. 請求項 22 に記載の復号化方法において、上記ステップ(b) は、

上記予測誤差信号を第 1 サンプリング周波数より低い第 2 サンプリング周波数の予測誤差信号に変換し、

20 その第 2 サンプリング周波数の予測誤差信号に対する予測信号を上記第 1 サンプリング周波数の予測信号に変換し、

その第 1 サンプリング周波数の予測信号と上記第 1 サンプリング周波数の予測誤差信号とを加算して上記誤差信号を生成することを特徴とする。

25 25. 請求項 22 に記載のディジタル信号復号化方法において、

上記ステップ(b) は、入力係数符号を復号した線形予測係数により上記予測誤差信号を線形予測して予測信号を生成し、

この予測信号と上記予測誤差信号を加算して上記誤差信号を得ることを特徴とする。

26. 請求項 21 に記載のディジタル信号復号化方法において、上記ステップ

(a) は、

$m=1, 1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、上記下位の属性の信号として第 m 量子化精度、第 n サンプリング周波数の第 m, n ディジタル信号を第 n サンプリング周波数よりも高い第 $n+1$ サンプリング周波数にアップサンプリングして第 $m, n+1$ アップサンプリング信号を生成し、

5 $1 \leq m \leq M, 1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、上記入力符号として第 $m, n+1$ 符号を復号して第 m 量子化精度、第 $n+1$ サンプリング周波数の第 $m, n+1$ 誤差信号を生成し、上記第 $m, n+1$ 誤差信号と上記第 $m, n+1$ アップサンプリング信号を加算して第 $m, n+1$ 再生信号を生成する第 1 手順と、

10 $1 \leq m \leq M-1, 1 \leq n \leq N$ の範囲の m, n の組について、上記下位の属性の信号として上記第 m, n ディジタル信号を第 m 量子化精度よりも高い第 $m+1$ 量子化精度に精度変換して第 $m+1, n$ 精度変換信号を生成し、上記入力符号として第 $m+1, n$ 符号を復号して第 $m+1$ 量子化精度、第 n サンプリング周波数の第 $m+1, n$ 誤差信号を生成し、上記第 $m+1, n$ 誤差信号と上記 $m+1, n$ 精度変換信号を加算して第 $m+1, n$ ディジタル信号を生成する第 2 手順、

15 との少なくとも一方の手順からなり、

上記ステップ(b) は、 $m=1, n=1$ の組について第 m, n 符号を復号して上記第 m, n ディジタル信号を生成することを特徴とする。

27. 請求項 2 6 に記載の復号化方法において、上記ステップ(a) は、

20 $1 \leq m \leq M, 1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、第 $m, n+1$ 補助情報を復号して上記第 $m, n+1$ アップサンプリング信号の調整パラメータを生成するステップと、上記第 $m, n+1$ 誤差信号と上記調整パラメータに基づいて調整した第 $m, n+1$ アップサンプリング信号を加算して第 $m, n+1$ 再生信号を生成することを特徴とする。

28. 請求項 2 6 に記載の復号化方法において、上記ステップ(a) は、

25 $1 \leq m \leq M-1, 1 \leq n \leq N$ の範囲の m, n の組について、第 $m+1, n$ 補助符号を復号して上記 $m+1, n$ 精度変換信号の調整パラメータを生成し、

上記第 $m+1, n$ 誤差信号と上記調整パラメータに基づいて調整した $m+1, n$ 精度変換信号を加算して第 $m+1, n$ ディジタル信号を生成することを特徴とする。

29. 請求項 2 1 に記載の復号化方法において、上記ステップ(a) は、

1 ≤ m ≤ M, 1 ≤ n ≤ N-1 の範囲の m, n の組について、上記下位の属性の信号として第 m, n+1 符号を可逆伸張復号化して第 m 量子化精度、第 n+1 サンプリング周波数の第 m, n+1 誤差信号を生成し、

2 ≤ m ≤ M, 1 ≤ n ≤ N-1 の範囲の m, n の組について、上記下位の属性の信号として第 m, n ディジタル信号及び第 m-1, n+1 ディジタル信号中の第 m, n+1 補助符号を復号した選択情報により指示された一方の信号と上記第 m, n+1 誤差信号を加算して第 m, n+1 ディジタル信号を再生し、

上記ステップ(b) は、m=1, n=1 の組について第 m, n 符号を復号して上記第 m, n ディジタル信号を生成することを特徴とする。

10 30. 請求項 2 1 に記載の復号化方法において、上記ステップ(a) は、
m=1, n=1 の組を除く 1 ≤ m ≤ M, 1 ≤ n ≤ N-1 の範囲の m, n の組について、第
m, n+1 符号を可逆伸張復号化して第 m 量子化精度、第 n+1 サンプリング周波数の
第 m, n+1 誤差信号を生成し、

2 ≤ m ≤ M, 1 ≤ n ≤ N-1 の範囲の m, n の組について、上記下位の属性の信号として第 m, n ディジタル信号と第 m-1, n+1 ディジタル信号を、第 m, n+1 補助符号を復号した情報により重み付き加算して第 m 量子化精度、第 n+1 サンプリング周波数の第 m, n+1 加算信号を生成し、

その第 m, n+1 加算信号と上記第 m, n+1 誤差信号とを加算して第 m, n+1 ディジタル信号を再生し、

20 上記ステップ(b) は、m=1, n=1 の組について第 m, n 符号を復号して上記第 m, n ディジタル信号を生成することを特徴とする。

31. 請求項 2 1 に記載の復号化方法において、上記ステップ(a) は、1 ≤ m ≤ M,
1 ≤ n ≤ N-1 の範囲の m, n の組について、上記下位の属性の信号として第 m, n ディジタル信号を第 n サンプリング周波数よりも高い第 n+1 サンプリング周波数にアップサンプリングして第 m, n+1 アップサンプリング信号を生成し、

上記入力符号として第 m, n+1 符号を復号して第 m 量子化精度、第 n+1 サンプリング周波数の第 m, n+1 誤差信号を生成し、

上記ステップ(a) は更に、1 ≤ m ≤ M-1, 1 ≤ n ≤ N の範囲の m, n の組について、
上記第 m, n ディジタル信号を第 m 量子化精度よりも高い第 m+1 量子化精度に精度

変換して第 $m+1, n$ 精度変換信号を生成し、

$1 \leq m \leq M, 1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、上記第 $m, n+1$ 誤差信号と上記下位の属性の変形信号として上記第 $m, n+1$ アップサンプリング信号を加算して第 $m, n+1$ ディジタル信号を生成する第 1 手順と、

5 $1 \leq m \leq M-1, 1 \leq n \leq N$ の範囲の m, n の組について、上記第 $m+1, n$ 誤差信号と上記下位の属性の変形信号として上記第 $m+1, n$ 精度変換信号を加算して第 $m+1, n$ ディジタル信号を生成する第 2 手順、

とのいずれかの手順により上記復号化信号を生成し、

上記ステップ(b) は、 $m=1, n=1$ の組について第 m, n 符号を復号して上記第 m, n 10 ディジタル信号を生成することを特徴とする。

3 2. 請求項 3 1 に記載の復号化方法において、上記第 1 手順は、第 $m, n+1$ 補助符号を復号した調整パラメータに基づいて加算する上記第 $m, n+1$ アップサンプリング信号を調整し、上記第 2 手順は生成した調整パラメータに基づいて第 $m+1, n$ 補助符号を復号して上記第 $m+1, n$ 精度変換信号を調整することを特徴とする。

15 3 3. ディジタル信号の復号化装置であり、

入力符号を復号して誤差信号を生成する誤差信号生成手段と、

上記誤差信号と、その誤差信号より下位の属性の復号化信号又はその変形信号とを合成して復号化信号を生成する信号合成手段、
とを含むことを特徴とするディジタル信号復号化装置。

20 3 4. 請求項 3 3 に記載の復号化装置において、上記誤差信号生成手段は、

入力誤差符号を復号してビット列を得て、得られたビット列の 1 フレーム分から、その各ビット配列方向における同一ビット位置のビットを抽出して第 1 サンプリング周波数の予測誤差信号を再生する配列変換部と、

上記予測誤差信号を予測合成して誤差信号を再生する予測合成部とからなり、

25 上記信号合成手段は、

入力主符号を復号して復号信号を得る復号部と、

上記復号信号を、そのサンプリング周波数より高い上記第 1 サンプリング周波数の復号信号に変換するアップサンプリング部と、

上記変換された復号信号と上記誤差信号とを加算して再生ディジタル信号を得

る加算部、とかなる。

3 5. 請求項 3 3 に記載の復号化装置において、上記信号合成手段は、 $m=1, 1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、上記下位の属性の信号として第 m, n ディジタル信号を第 n サンプリング周波数よりも高い第 $n+1$ サンプリング周波数にアップサンプリングして第 $m, n+1$ アップサンプリング信号を生成するアップサンプリング部と、

5 1 $\leq m \leq M, 1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、第 $m, n+1$ 符号を復号して第 m 量子化精度、第 $n+1$ サンプリング周波数の第 $m, n+1$ 誤差信号を生成する第 $m, n+1$ 復号部と、

10 上記第 $m, n+1$ 誤差信号と上記第 $m, n+1$ アップサンプリング信号を加算して第 $m, n+1$ 再生信号を生成する加算部とを備える第 $m, n+1$ 再生手段と、

1 $\leq m \leq M-1, 1 \leq n \leq N$ の範囲の m, n の組について、上記下位の属性の信号として上記第 m, n ディジタル信号を第 m 量子化精度よりも高い第 $m+1$ 量子化精度に精度変換して第 $m+1, n$ 精度変換信号を生成する精度変換部と、

15 第 $m+1, n$ 符号を復号して第 $m+1$ 量子化精度、第 n サンプリング周波数の第 $m+1, n$ 誤差信号を生成する第 $m+1, n$ 復号部と、

上記第 $m+1, n$ 誤差信号と上記 $m+1, n$ 精度変換信号を加算して第 $m+1, n$ ディジタル信号を生成する加算部とを備える第 $m+1, n$ 再生手段との何れかの再生手段とかなり、

20 上記信号合成手段は、 $m=1, n=1$ の組について、第 m, n 符号を復号して上記第 m, n ディジタル信号を生成する第 m, n 復号部からなる。

3 6. 請求項 3 3 に記載の復号化装置において、上記誤差信号生成手段は、 $m=1, n=1$ の組を除く $2 \leq m \leq M, 1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、入力された複数の符号を復号化して第 m 量子化精度、第 n サンプリング周波数の第 m, n ディジタル信号及び第 m 量子化精度より低い第 $m-1$ 量子化精度、第 n サンプリング周波数より高い第 $n+1$ サンプリング周波数の第 $m-1, n+1$ ディジタル信号を再生する再生手段と、

第 $m, n+1$ 符号を可逆伸張復号化して第 m 量子化精度、第 $n+1$ サンプリング周波数の第 $m, n+1$ 誤差信号を生成する第 $m, n+1$ 伸張部と、

$2 \leq m \leq M$, $1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、上記下位の属性の信号として、第 m, n ディジタル信号及び第 $m-1, n+1$ ディジタル信号中の、第 $m, n+1$ 補助符号を復号した選択情報により指示された一方の信号と上記第 $m, n+1$ 誤差信号を加算して第 $m, n+1$ ディジタル信号を再生する第 $m, n+1$ 加算部、

5 とかなり、

上記信号合成手段は、 $m=1, n=1$ の組について、第 m, n 符号を復号して上記第 m, n ディジタル信号を生成する第 m, n 復号部からなる。

3 7. 請求項 3 3 に記載の復号化装置において、上記誤差信号生成手段は、

10 $m=1, n=1$ の組を除く $1 \leq m \leq M$, $1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、第 $m, n+1$ 符号を可逆伸張復号化して第 m 量子化精度、第 $n+1$ サンプリング周波数の第 $m, n+1$ 誤差信号を生成する第 $m, n+1$ 伸張部と、

第 $m, n+1$ 補助符号を復号して加算法を指定する補助情報を求める第 $m, n+1$ 補助復号部と、

15 $2 \leq m \leq M$, $1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、上記補助情報に基づいて上記下位の属性の信号としての第 m, n ディジタル信号と第 $m-1, n+1$ ディジタル信号を重み付き加算して上記下位の俗世の変形信号として第 $m, n+1$ 加算信号を生成する第 $m, n+1$ 混合部と、

その第 $m, n+1$ 加算信号と上記第 $m, n+1$ 誤差信号とを加算して第 m 量子化精度、第 $n+1$ サンプリング周波数の第 $m, n+1$ ディジタル信号を再生する第 $m, n+1$ 加算部、

20 とかなる。

3 8. 請求項 3 3 に記載の復号化装置において、上記誤差信号生成合成手段は、
 $1 \leq m \leq M$, $1 \leq n \leq N-1$ の範囲の m, n の組について、上記下位の属性の信号として第 m, n ディジタル信号を第 n サンプリング周波数よりも高い第 $n+1$ サンプリング周波数にアップサンプリングして上記下位の属性の変形信号として第 $m, n+1$ アップサンプリング信号を生成する第 $m, n+1$ アップサンプル部と、

上記入力符号として第 $m, n+1$ 符号を復号して第 m 量子化精度、第 $n+1$ サンプリング周波数の第 $m, n+1$ 誤差信号を生成する第 $m, n+1$ 伸張部と、

1 $1 \leq m \leq M-1$, $1 \leq n \leq N$ の範囲の m, n の組について、上記第 $m, n+1$ 誤差信号と上記下位の属性の変形信号としての上記第 $m, n+1$ アップサンプリング信号を加算し

て第 $m, n+1$ ディジタル信号を生成する加算部とからなる第 $m, n+1$ 再生手段と、
1 ≤ m ≤ $M-1$, $n=1$ の範囲の m, n の組について、上記第 m, n ディジタル信号を第
 m 量子化精度よりも高い第 $m+1$ 量子化精度に精度変換して第 $m+1, n$ 精度変換信号
を生成する第 $m+1, n$ 精度変換部と、

- 5 第 $m+1, n$ 符号を復号して第 $m+1$ 量子化精度、第 N サンプリング周波数の第
 $m+1, n$ 誤差信号を生成する第 $m+1, n$ 伸張部と、
上記第 $m+1, n$ 誤差信号と上記第 $m+1, n$ 精度変換信号を加算して第 $m+1, n$ ディジ
タル信号を生成する加算部とを備える第 $m+1, n$ 再生手段と、
上記第 $m, n+1$ 再生手段と、上記第 $m+1, n$ 再生手段と、上記第 $m+1, n$ 再生手段及
び上記第 $m+1, n+1$ 再生手段との少くとも 1 つからなり、
10 上記信号合成手段は、 $m=1, n=1$ の組について、第 m, n 符号を復号して上記第
 m, n ディジタル信号を生成する第 m, n 伸張部とからなる。

3 9. 請求項 1 に記載のディジタル信号符号化方法において、上記符号化する信
号は複数のチャンネルからなる第 1 のグループのうち 1 チャンネルのディジタル
15 信号であり、

上記下位の属性の信号又はその変形信号は、上記第 1 のグループより少ないチ
ャンネル数からなる第 2 のグループのうち 1 チャンネルのディジタル信号または
以上の複数チャンネルのディジタル信号の線形結合であることを特徴とする。

4 0. 請求項 3 9 記載のディジタル信号符号化方法において、上記第 2 のグル
20 プのディジタル信号は、第 1 量子化精度及び第 1 サンプリング周波数を有するモ
ノラル信号と、上記モノラル信号より上位の属性の第 2 量子化精度及び第 2 サン
プリング周波数を有する複数のチャンネル信号とを含み、上記第 1 のグループの
ディジタル信号は上記第 2 量子化精度と第 2 サンプリング周波数を有し、上記第
2 グループのチャンネル信号の数と等しいかそれより多いチャンネル信号を含み、

- 25 上記ステップ(a) は上記モノラル信号を符号化するステップを含み、
上記ステップ(b) は、
(b-1) 上記モノラル信号を上記第 2 量子化精度と第 2 サンプリング周波数に属
性をグレードアップした変換信号を生成するステップと、
(b-2) 上記変換信号と上記第 2 グループのチャンネル信号間の差分を第 2 グル

ープの誤差信号として生成して符号化するステップと、

(b-3) 上記第2グループのチャンネル信号と上記第1グループのチャンネル信号間でそれぞれ誤差信号を生成して符号化するステップ、
とからなる。

5 4 1. 請求項40に記載の符号化方法において、上記第2グループは左チャンネル信号と右チャンネル信号を含み、上記ステップ(b-2)は上記左チャンネル信号と右チャンネル信号間の差信号を上記第2グループの上記誤差信号の1つとして生成して符号化するステップと、

10 上記左チャンネル信号と右チャンネル信号の和信号を生成し、上記変換信号と上記和信号との差信号を上記誤差信号の他の1つとして生成して符号化するステップとからなる。

4 2. 請求項14に記載の符号化装置において、上記符号化する信号は複数のチャンネルからなる第1のグループのうち1チャンネルのデジタル信号であり、上記下位の属性の信号又はその変形信号は、上記第1のグループより少ないチャンネル数からなる第2のグループのうち1チャンネルのデジタル信号または

15 以上の複数チャンネルのデジタル信号の線形結合であることを特徴とする。

4 3. 請求項42に記載の符号化装置において、上記第2のグループのデジタル信号は、第1量子化精度及び第1サンプリング周波数を有するモノラル信号と、上記モノラル信号より上位の属性の第2量子化精度及び第2サンプリング周波数を有する複数のチャンネル信号とを含み、上記第1のグループのデジタル信号は上記第2量子化精度と第2サンプリング周波数を有し、上記第2グループのチャンネル信号の数と等しいかそれより多いチャンネル信号からなる第1グループとからなり、

20 上記主符号生成手段は、上記モノラル信号を圧縮符号化する手段であり、上記誤差信号符号化手段は、
上記モノラル信号を上記第2量子化精度と第2サンプリング周波数の信号にグレードアップした変換信号を生成するグレードアップ手段と、
上記変換信号と上記第2グループのチャンネル信号間の誤差を求め、複数の第1誤差信号を出力する複数の第2グループ減算部と、

上記第2グループの誤差信号をそれぞれ可逆符号化する圧縮符号化部と、
上記第2グループのチャンネル信号と上記第1グループのチャンネル信号間の
複数の第1グループ誤差信号を生成する複数の第1グループ減算部と、
上記複数の第1グループ誤差信号を可逆符号化する複数の第1グループ圧縮符

5 号化部、

とを含む。

44. 請求項43に記載の符号化装置において、上記第2グループのチャンネル
信号は左チャンネル信号と右チャンネル信号からなり、上記第1グループのチャ
ンネル信号は2つ以上のマルチチャンネル信号からなり、

10 上記第2グループの誤差信号を生成する上記第2グループ減算部は、

上記左右チャンネル信号間の差信号を上記第2グループの誤差信号の1つとし
て生成する減算器と、

上記左右チャンネル信号間の和信号と生成する加算部と、その和信号と上記変
換信号との差分を上記第2グループの誤差信号として生成する減算器、

15 とかなる。

45. 請求項21に記載の復号化方法において、

上記誤差信号は複数のチャンネルからなる第1のグループのうち、1チャンネ
ルのデジタル誤差信号であり、

20 上記下位の属性の復号信号又はその復号信号は、上記第1のグループより少な
いチャンネル数からなる第2のグループのうち1チャンネルのデジタル復号信
号又は2以上の複数チャンネルのデジタル信号の線形結合であることを特徴と
する。

25 46. 請求項45に記載の復号化方法において、上記第2のグループの上記デイ
ジタル信号は、第1量子化精度及び第1サンプリング周波数を有するモノラル信
号と、上記モノラル信号より上位の属性の第2量子化精度及び第2サンプリング
周波数を有する複数のチャンネル信号とを含み、上記第1のグループのデジタル
誤差信号は上記第2量子化精度と第2サンプリング周波数を有し、上記第2グ
ループのチャンネル信号の数と等しいかそれより多いチャンネル信号を含み、
上記ステップ(a)は、上記第2グループのチャンネル信号の誤差符号および第

1 グループのチャンネル信号の誤差符号をそれぞれ復号し、第 2 グループ誤差信号および第 1 グループ誤差信号を生成するステップとからなり、

上記ステップ(b) は、

(b-1) 主符号を復号して上記モノラル信号を再生するステップと、

5 (b-2) 上記モノラル信号を第 2 量子化精度及び第 2 サンプリング周波数に属性をグレードアップした変換信号を生成するステップと、

(b-3) 上記変換信号と上記第 1 誤差信号とを加算して第 2 グループのチャンネル信号を再生するステップと、

10 (b-4) 上記再生された第 2 グループのチャンネル信号と上記第 1 グループの誤差信号を加算して第 1 グループのチャンネル信号を再生するステップ、
とからなる。

4 7. 請求項 4 6 に記載の復号化方法において、上記第 2 グループのチャンネル信号は左チャンネル信号と右チャンネル信号であり、上記ステップ(b-3)は上記第 2 グループの誤差符号を復号して第 2 グループの左右チャンネル信号の和信号
15 と差信号を生成するステップと、上記和信号と差信号を互いに加算及び減算して左チャンネル信号及び右チャンネル信号を再生するステップとを含む。

4 8. 請求項 3 3 に記載の復号化装置において、

上記誤差信号は複数のチャンネルからなる第 1 のグループのうち、1 チャンネルのデジタル誤差信号であり、

20 上記下位の属性の復号信号又はその復号信号は、上記第 1 のグループより少ないチャンネル数からなる第 2 のグループのうち 1 チャンネルのデジタル復号信号又は 2 以上の複数チャンネルのデジタル信号の線形結合であることを特徴とする。

4 9. 請求項 4 8 に記載の復号化装置において、上記第 2 のグループの上記デジタル信号は、第 1 量子化精度及び第 1 サンプリング周波数を有するモノラル信号と、上記モノラル信号より上位の属性の第 2 量子化精度及び第 2 サンプリング周波数を有する複数のチャンネル信号とを含み、上記第 1 のグループの誤差信号は上記第 2 量子化精度と第 2 サンプリング周波数を有し、上記第 1 グループのチャンネル信号の数と等しいかそれより多いチャンネル信号からなり、

上記誤差信号生成手段は、第2グループの誤差符号を復号して第2グループ誤差信号を得る第2グループ復号部と、第1グループの誤差符号を復号して第1グループ誤差信号を得る第1グループ復号部とからなり、

上記信号合成手段は、主符号を復号してモノラル信号を再生するモノラル信号復号部と、上記モノラル信号を上記第2グループのチャンネル信号と同じ第2量子化精度と第2サンプリング周波数の信号にグレードアップした変換信号を生成するグレードアップ部と、上記変換信号と上記第2グループの誤差信号とを加算して第2グループのチャンネル信号を再生する第2グループ加算部と、再生された上記第2グループのチャンネル信号と上記第1グループの誤差信号を加算して第1グループのチャンネル信号を再生する第1グループ加算部、とからなる。

50. 請求項49に記載の復号化装置において、上記第1グループのチャンネル信号は左チャンネル信号と右チャンネル信号であり、上記第2グループの復号された上記誤差信号の1つは上記左右チャンネル信号間の差信号であり、上記第2グループの加算部は、上記変換信号と上記第2グループの復号されたもう1つの上記誤差信号とを加算して左右チャンネル信号の和信号を生成する第1加算器と、上記差信号と上記和信号を互いに加算及び減算してそれぞれ左チャンネル信号及び右チャンネル信号を再生する第2加算器と減算器とからなる。

51. 請求項1に記載のデジタル信号符号化方法において、上記符号化する信号は複数のチャンネルからなる第1のグループのうち1チャンネルのデジタル信号であり、

上記下位の属性の信号又はその変形信号は、上記第1のグループより少ないチャンネル数からなる第2のグループのうち1チャンネルのデジタル信号または以上の複数チャンネルのデジタル信号の線形結合であることを特徴とする。

52. 請求項51に記載の符号化方法において、上記第2のグループの上記デジタル信号は、第1量子化精度及び第1サンプリング周波数を有するモノラル信号と、上記モノラル信号より上位の属性の第2量子化精度及び第2サンプリング周波数を有する複数のチャンネル信号とを含み、上記第1のグループのデジタル信号は上記第2量子化精度と第2サンプリング周波数を有し、上記第2グループのチャンネル信号の数と等しいかそれより多いチャンネル信号を含み、

上記ステップ(a) は、第1量子化精度と第1サンプリング周波数のモノラル信号を圧縮符号化するステップをからなり、

上記ステップ(b) は、

上記モノラル信号の属性を上記第2量子化精度と第2サンプリング周波数の信号にグレードアップした変換信号を生成するステップと、

上記変換信号と上記第2グループのチャンネル信号の成分との差分を第2グループの誤差信号として生成して符号化するステップと、

上記第1グループのチャンネル信号をチャンネル間直交変換して周波数領域信号を生成するステップと、

上記周波数領域信号の少なくとも1つと上記変換信号成分間の差分を上記第1グループの誤差信号として生成するステップと、

これら第1グループの誤差信号及び周波数領域信号をそれぞれ圧縮符号化するステップ、

とからなる。

53. 請求項21に記載の復号化方法において、

上記誤差信号は複数のチャンネルからなる第1のグループのうち、1チャンネルのデジタル誤差信号であり、

上記下位の属性の復号信号又はその復号信号は、上記第1のグループより少ないチャンネル数からなる第2のグループのうち1チャンネルのデジタル復号信号又は2以上の複数チャンネルのデジタル信号の線形結合であることを特徴とする。

54. 請求項53に記載の復号化方法において、上記第2のぐるうーぷの上記デジタル信号は、第1量子化精度及び第1サンプリング周波数を有するモノラル信号と、上記モノラル信号より上位の属性の第2量子化精度及び第2サンプリング周波数を有する複数のチャンネル信号とを含み、上記第1のグループのデジタル誤差信号は上記第2量子化精度と第2サンプリング周波数を有し、上記第2グループのチャンネル信号の数と等しいかそれより多いチャンネル信号からなる第1グループとを含み、

上記ステップ(b) は主符号を復号してモノラル信号を再生し、

上記ステップ(a)は上記モノラル信号を上記第2量子化精度と第2サンプリング周波数にグレードアップした変換信号を生成し、第2グループの誤差符号を復号して第2グループの誤差信号を生成し、上記第1グループの1つの誤差信号と上記変換信号と加算して第2グループのチャンネル信号を再生し、

5 その加算結果と残りの周波数領域信号とを直行逆変換して時間領域信号の第2グループのチャンネル信号として再生することを特徴とする。

55. 請求項14に記載のディジタル信号符号化装置において、上記符号化する信号は複数のチャンネルからなる第1のグループのうち1チャンネルのディジタル信号であり、

10 上記下位の属性の信号又はその変形信号は、上記第1のグループより少ないチャンネル数からなる第2のグループのうち1チャンネルのディジタル信号または以上の複数チャンネルのディジタル信号の線形結合であることを特徴とする。

56. 請求項55に記載の符号化装置において、上記第2のグループの上記ディジタル信号は、第1量子化精度及び第1サンプリング周波数を有するモノラル信号と、上記モノラル信号より上位の属性の第2量子化精度及び第2サンプリング周波数を有する複数のチャンネル信号とを含み、上記第1のグループのディジタル信号は上記第2量子化精度と第2サンプリング周波数を有し、上記第2グループのチャンネル信号の数と等しいかそれより多いチャンネル信号とを含み、

20 上記主符号生成手段は、第1量子化精度と第1サンプリング周波数のモノラル信号を圧縮符号化して主符号を生成する手段であり、

上記誤差信号符号化手段は、

上記モノラル信号をそれより上位の属性の上記第2量子化精度と上記第2サンプリング周波数の信号にグレードアップした変換信号を生成するグレードアップ部と、

25 上記第2グループのチャンネル信号の成分と上記変換信号間の差分を第2グループの誤差信号として生成する第2グループ減算部と、

上記第2グループの誤差信号を圧縮符号化して誤差符号を出力する第1圧縮符号化部と、第1グループのチャンネル信号をチャンネル間直交変換して周波数領域信号を生成するチャンネル間直交変換部と、

上記周波数領域信号の少なくとも 1 つと、上記変換信号との間の差分を第 2 グループの誤差信号として生成する第 1 グループ減算部と、

上記周波数領域信号及び上記第 2 グループの誤差信号との間の誤差信号を第 1 グループの誤差信号として生成する第 1 グループの減算部、とからなる。

5 5 7. 請求項 3 3 に記載の復号化装置において、

上記誤差信号は複数のチャンネルからなる第 1 のグループのうち、1 チャンネルのデジタル誤差信号であり、

上記下位の属性の復号信号又はその復号信号は、上記第 1 のグループより少ないチャンネル数からなる第 2 のグループのうち 1 チャンネルのデジタル復号信号又は 2 以上の複数チャンネルのデジタル信号の線形結合であることを特徴とする。

5 8. 請求項 5 7 に記載の復号化装置において、上記信号合成手段は主符号を復号して上記モノラル信号を再生する主符号復号部と、

第 2 グループの誤差符号を復号して第 2 グループ誤差信号を生成する第 2 部グループ復号部と、

少なくとも 1 つの誤差符号を含む第 1 グループの符号を復号して周波数領域信号と第 1 グループ誤差信号とを生成する第 1 グループ復号部と、

上記モノラル信号を第 2 量子化精度と第 2 サンプリング周波数にグレードアップした変換信号を生成するグレードアップ部と、

上記変換信号と上記第 2 グループの誤差信号とを加算して第 2 グループのチャンネル信号を再生する第 2 グループの加算部と、

上記変換信号と上記第 1 グループの誤差信号とを加算し、その加算結果と上記周波数領域を直交逆変換して時間領域信号に変換し、第 1 グループのチャンネル信号として再生する直交逆変換部、

25 とからなる。

5 9. 請求項 1 乃至 1 2 、 3 9 、 5 2 のいずれかに記載のデジタル信号の符号化方法の処理手順を記述したコンピュータで実行可能な符号化プログラム。

6 0. 請求項 2 0 乃至 3 2 、 4 3 、 4 5 、 5 4 のいずれかに記載のデジタル信号の符号を復号化する復号化方法の処理手順を記述したコンピュータで実行可能

なプログラム。

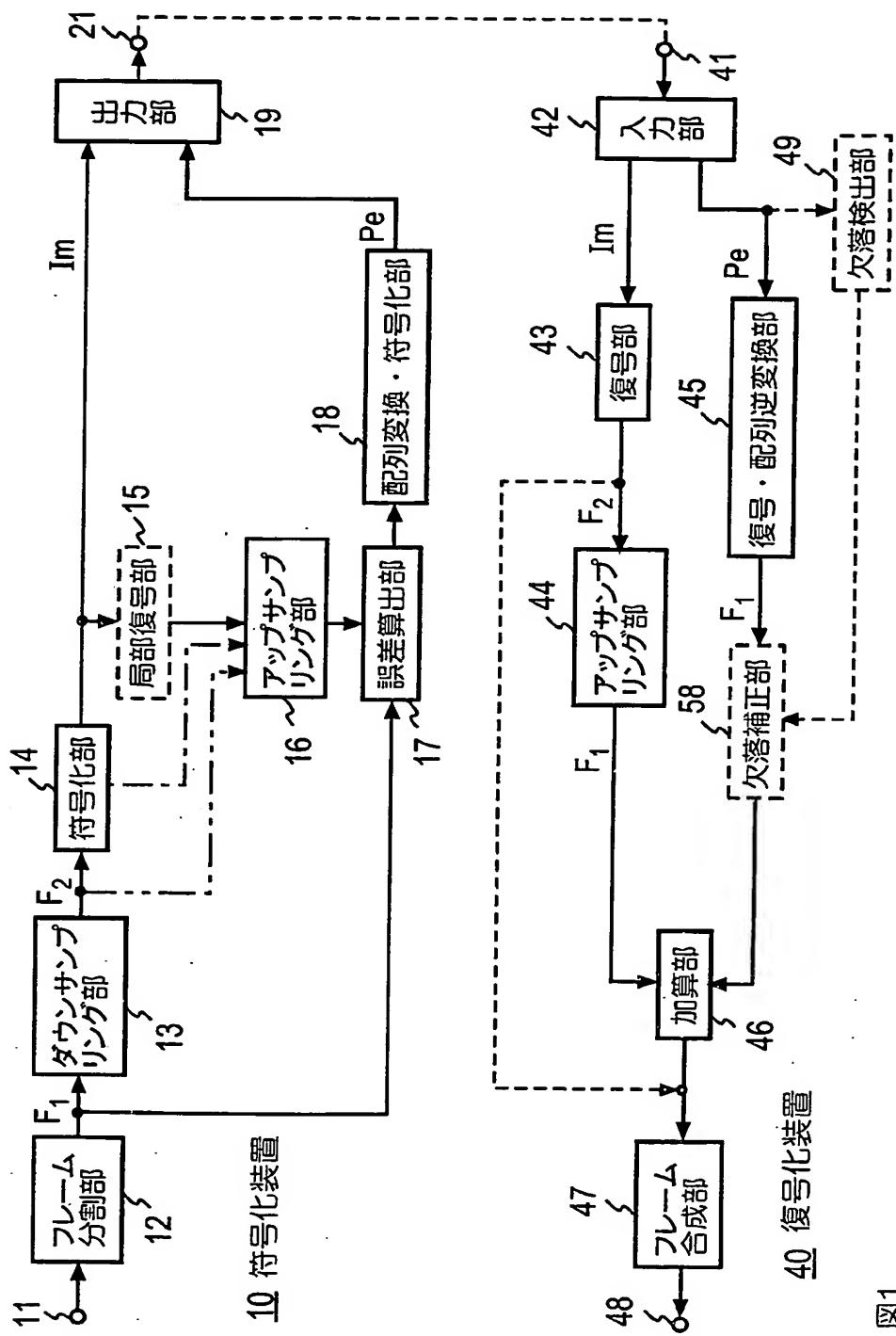


図1

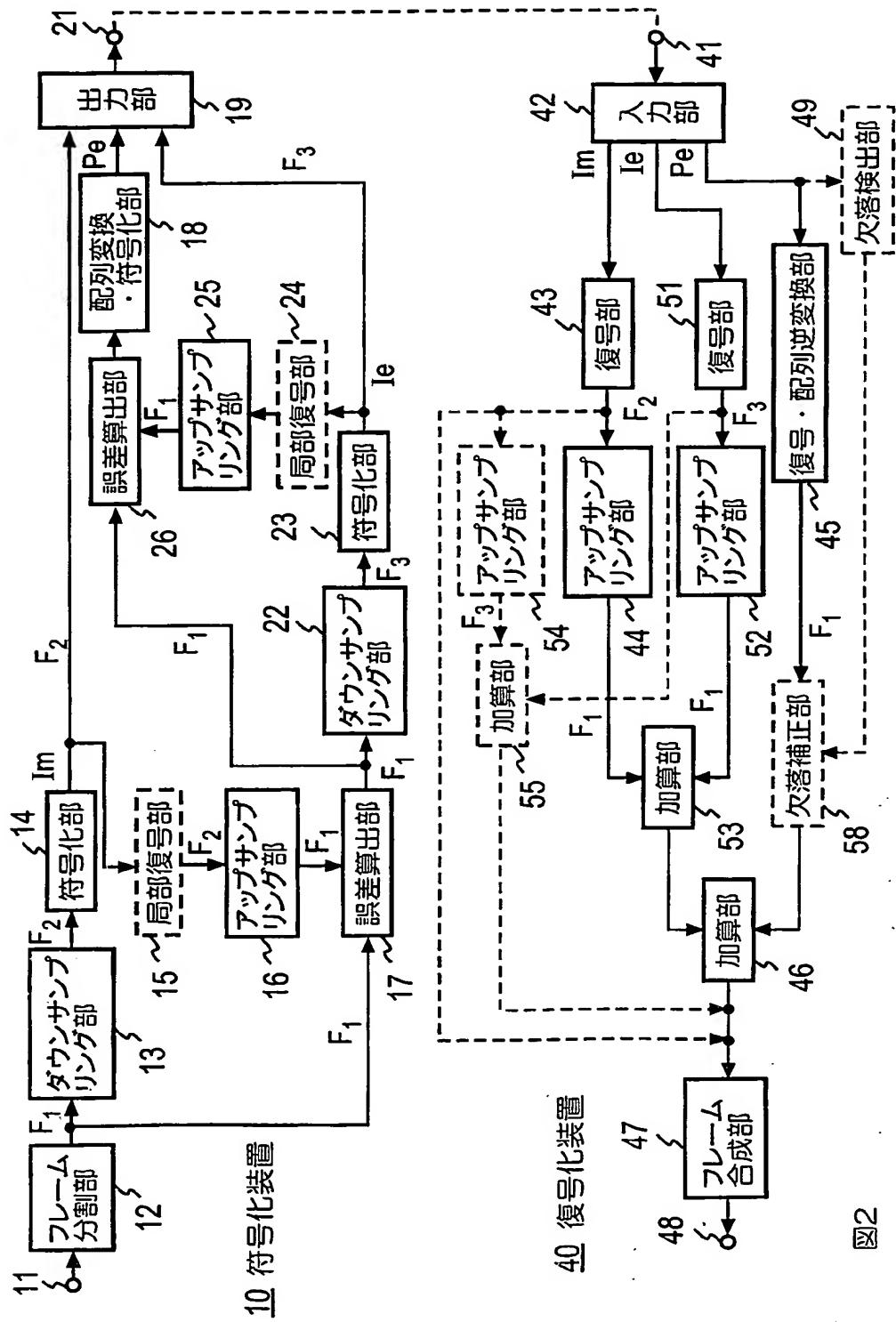


図2

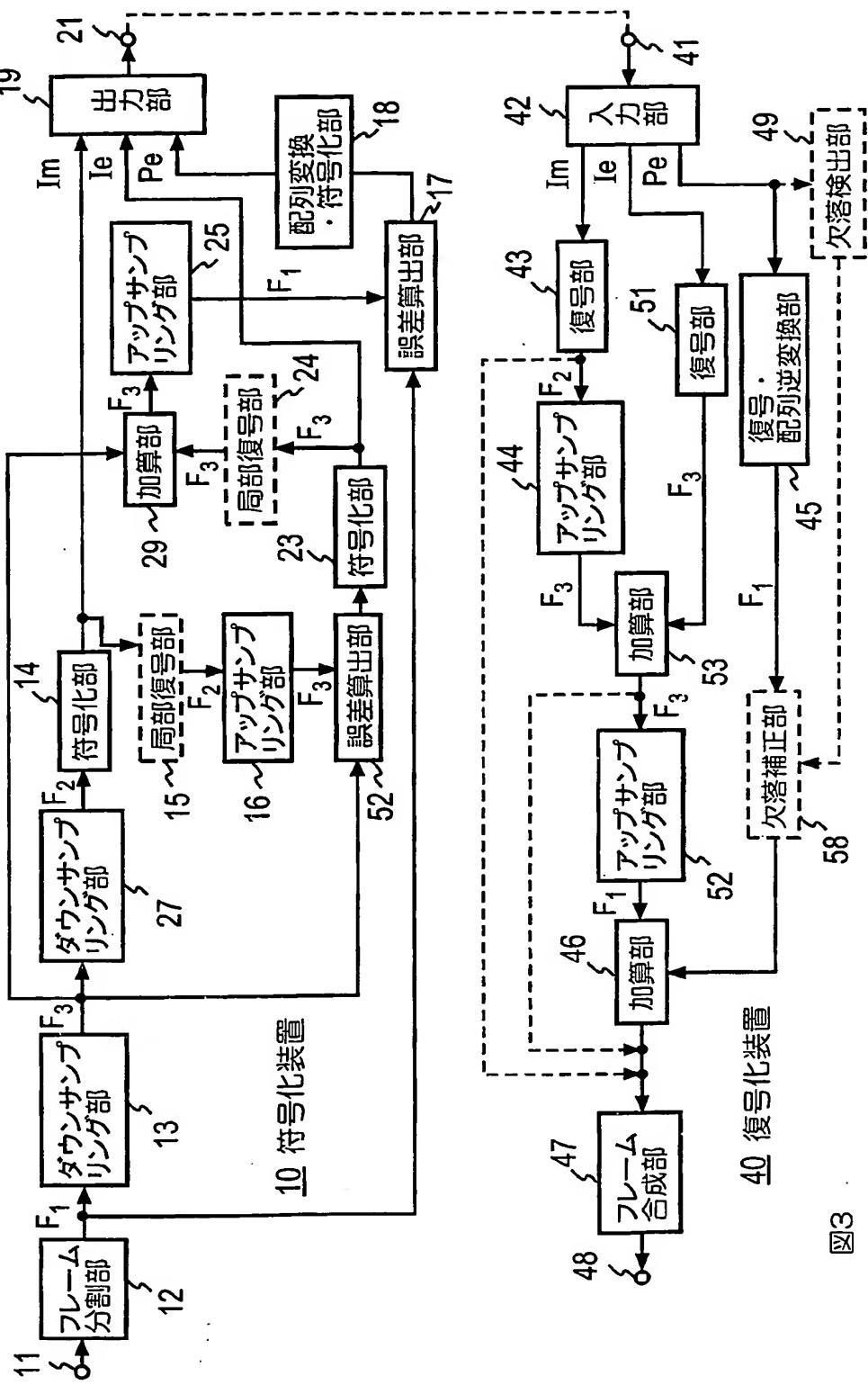


図3

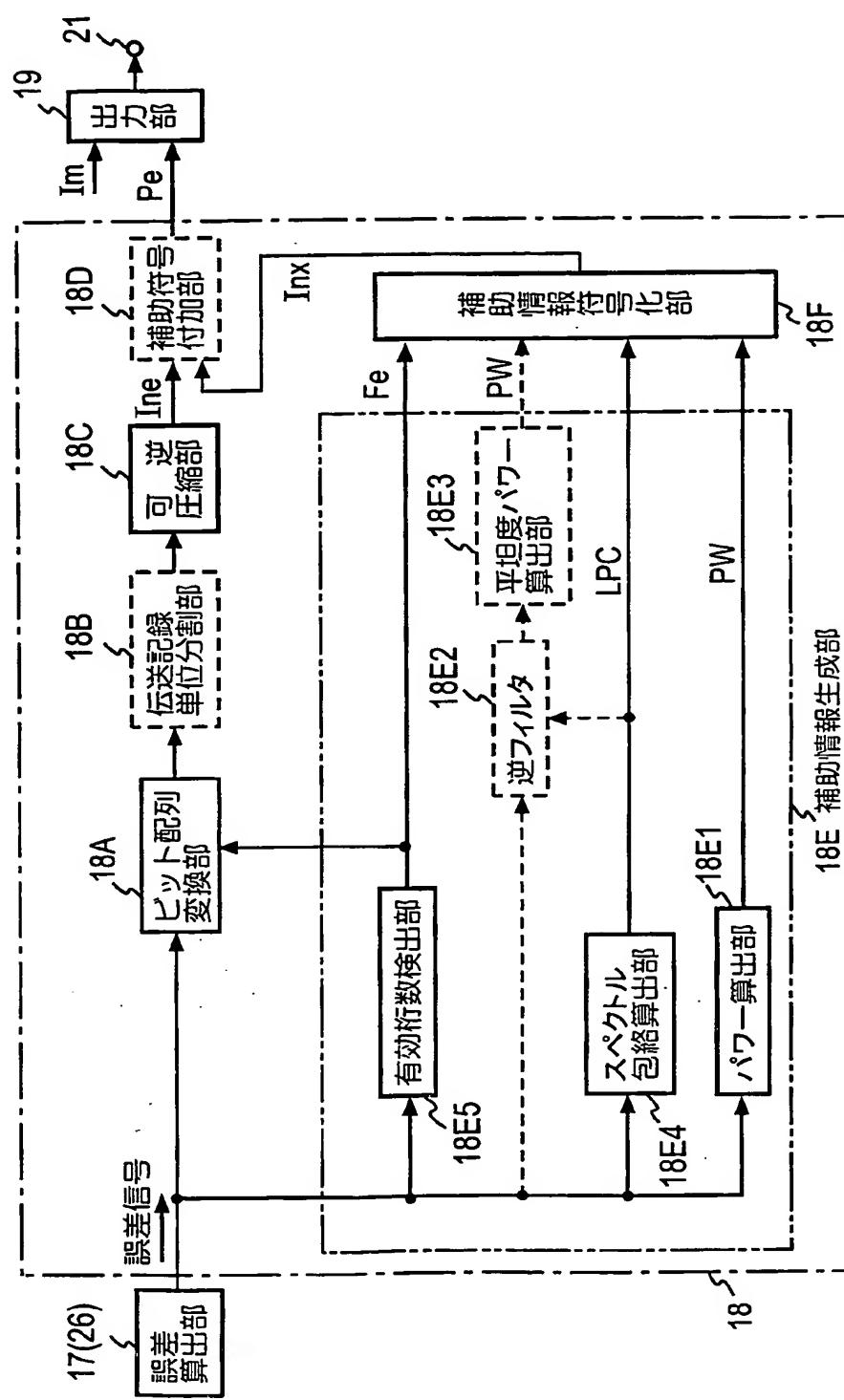


図4

図5 A 振幅 DV(k) 垂直配列

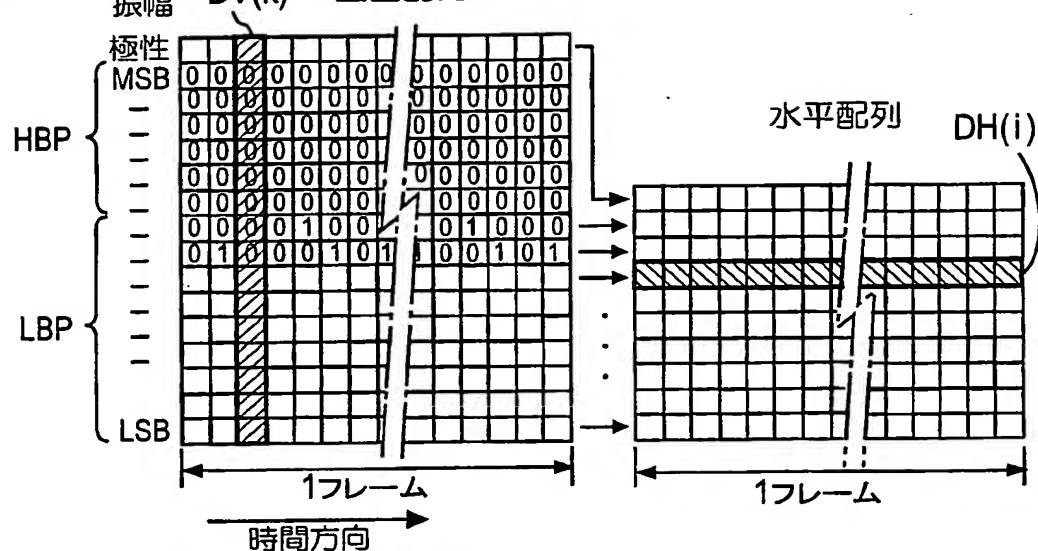


図5 B

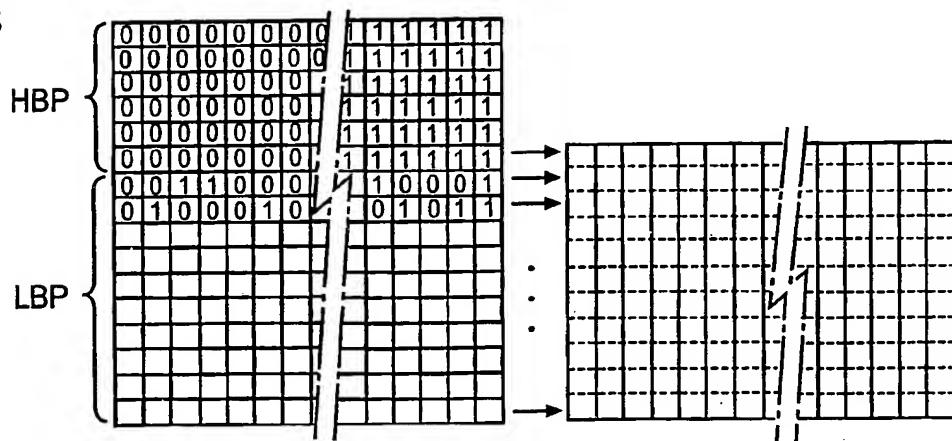
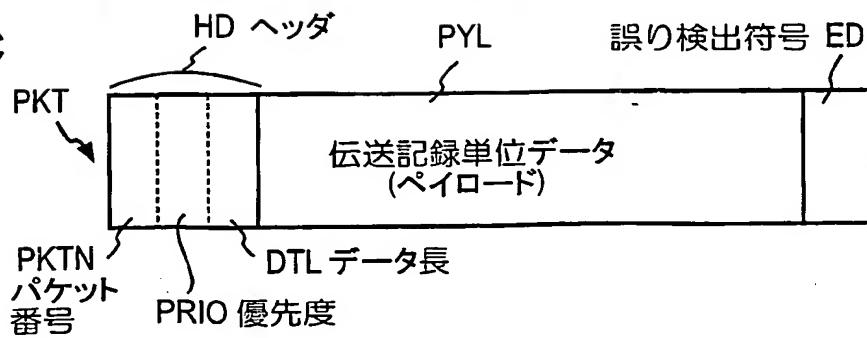


図5 C



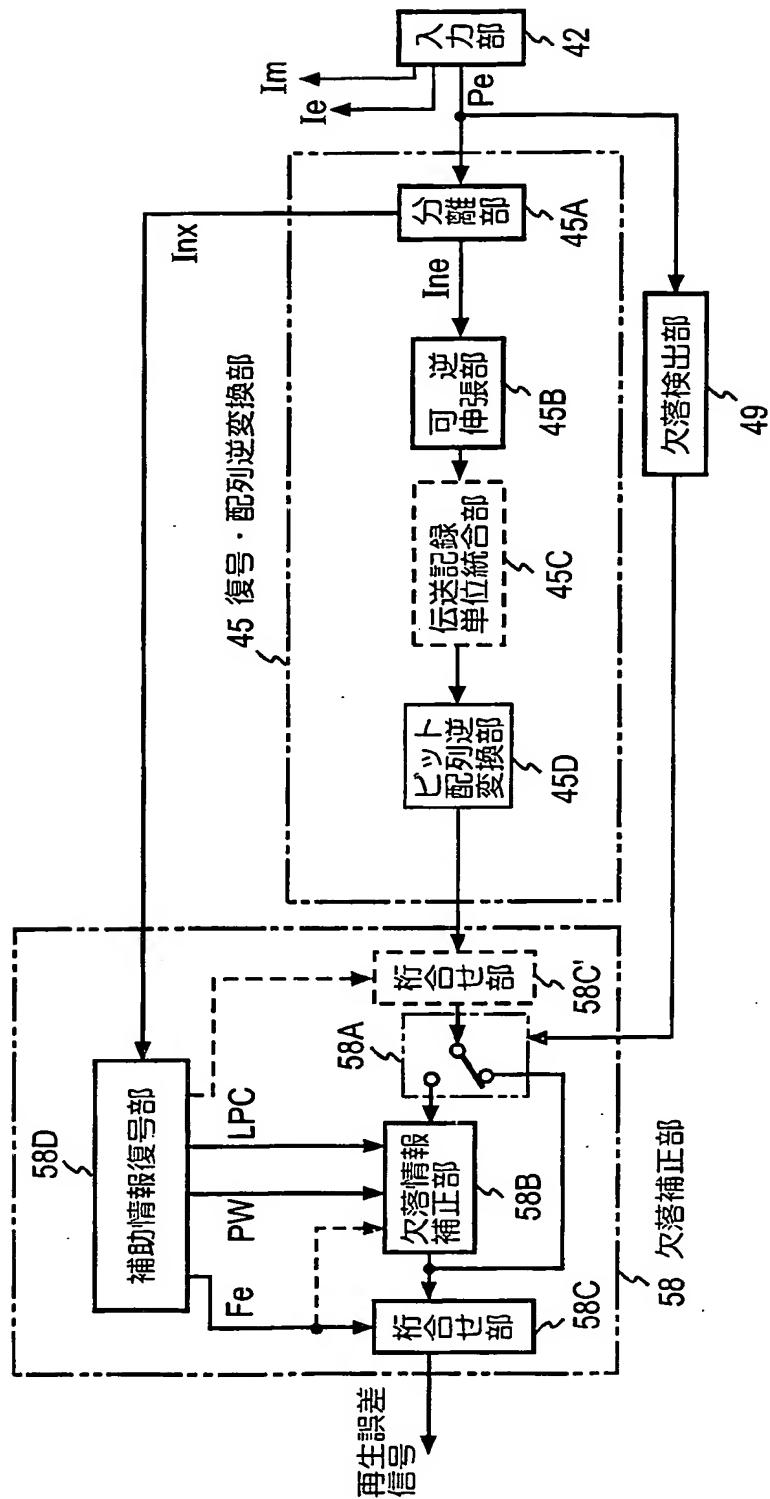


図6

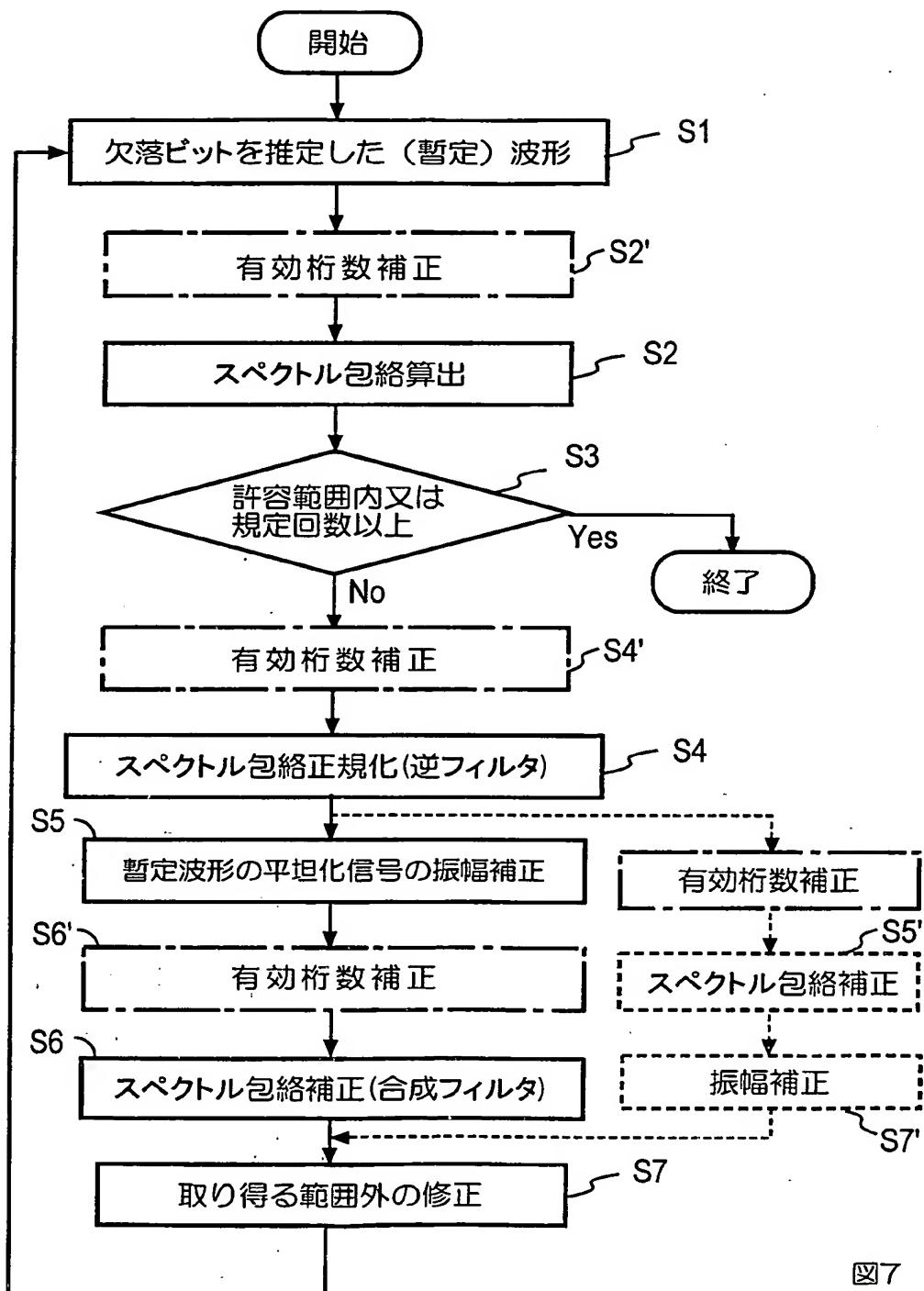


図7

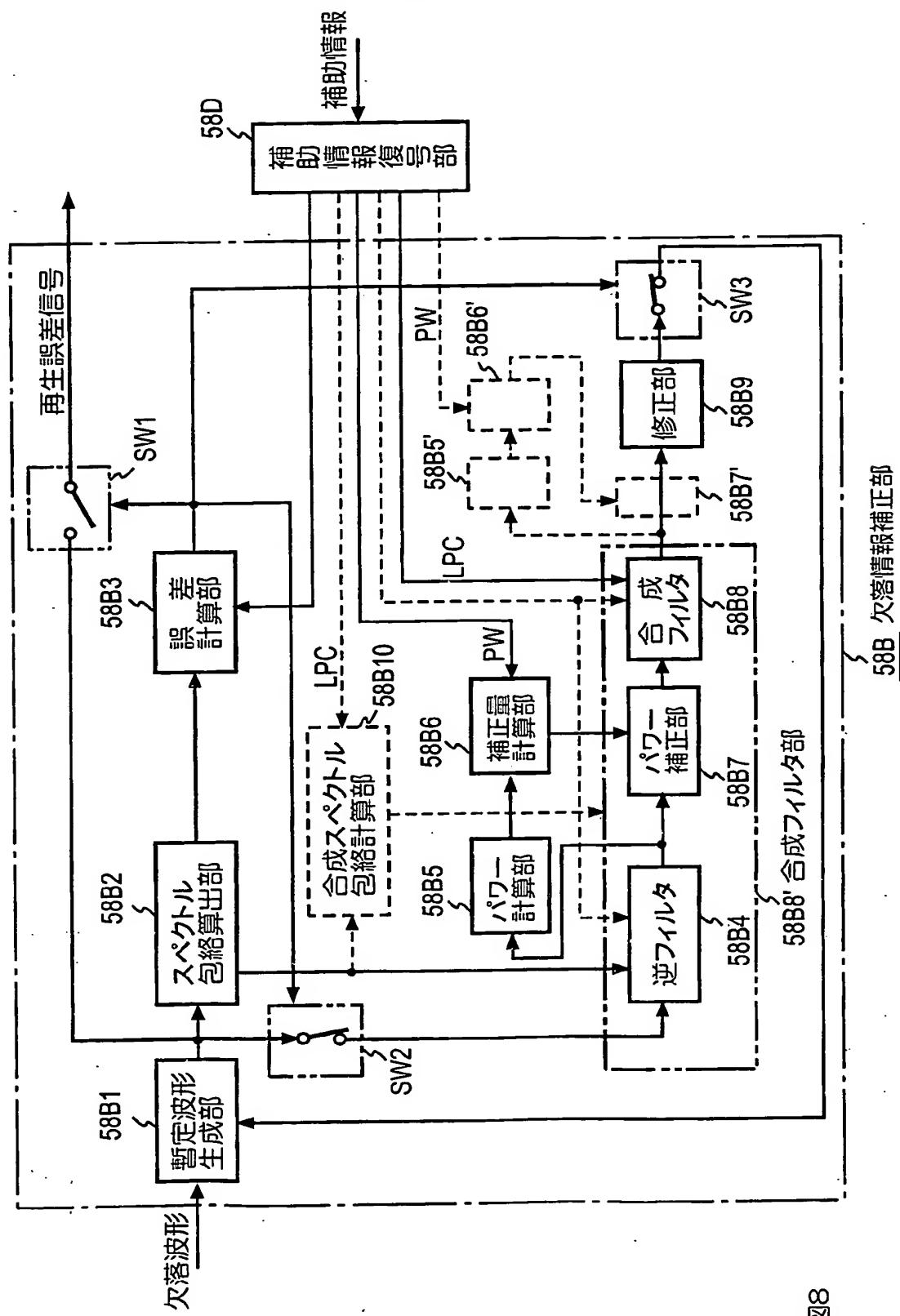


図8

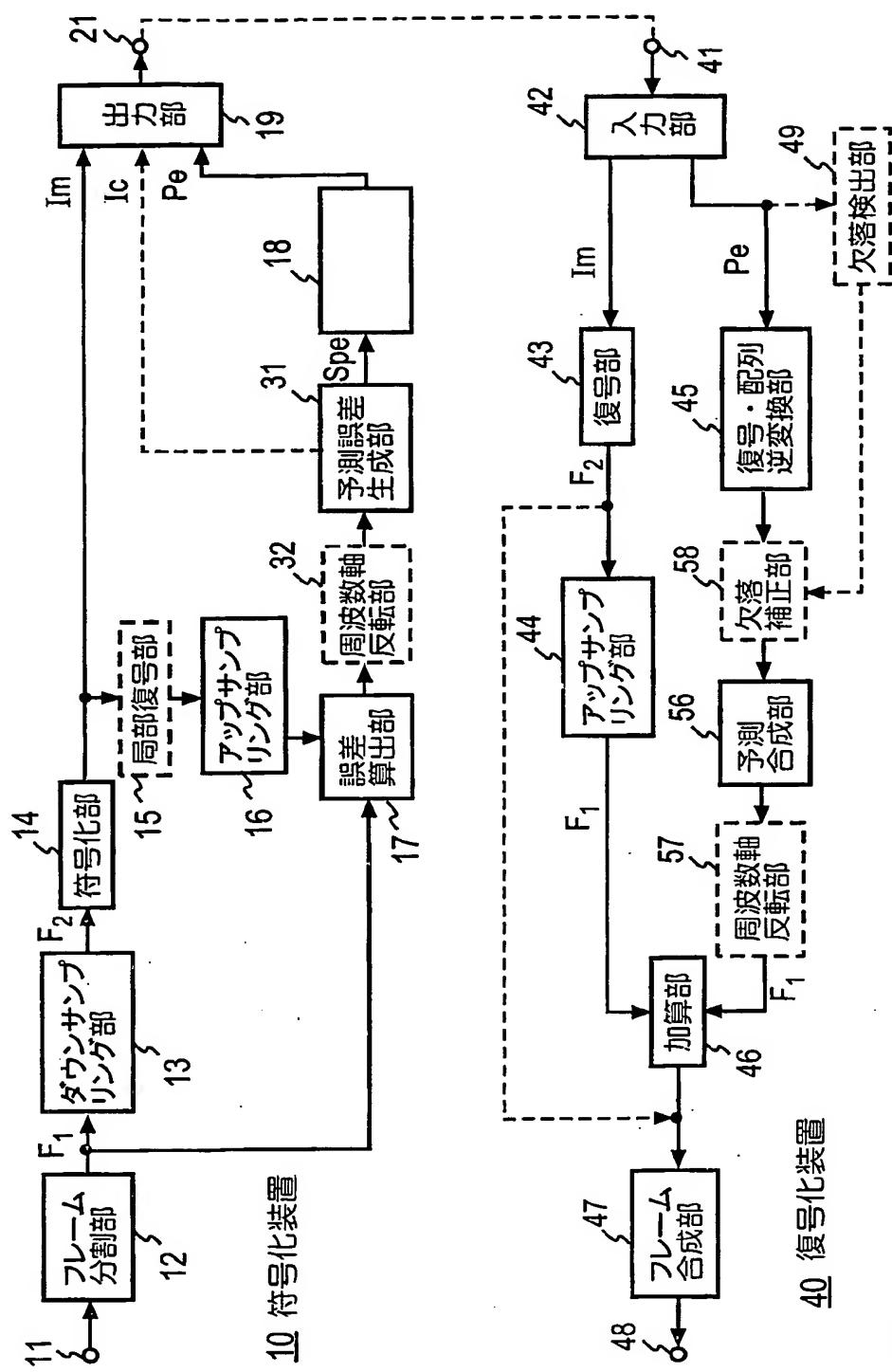


図9

図10 A

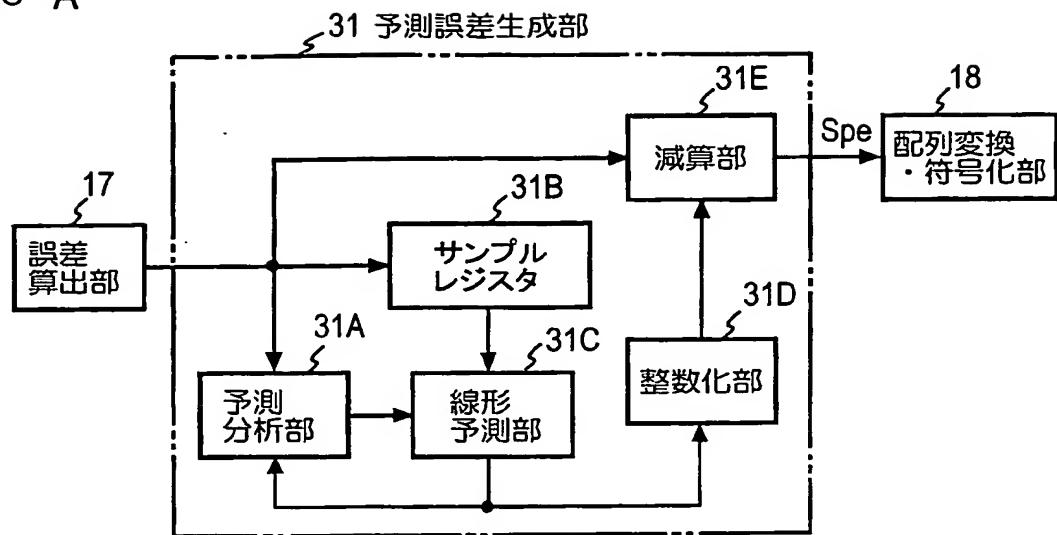


図10 B

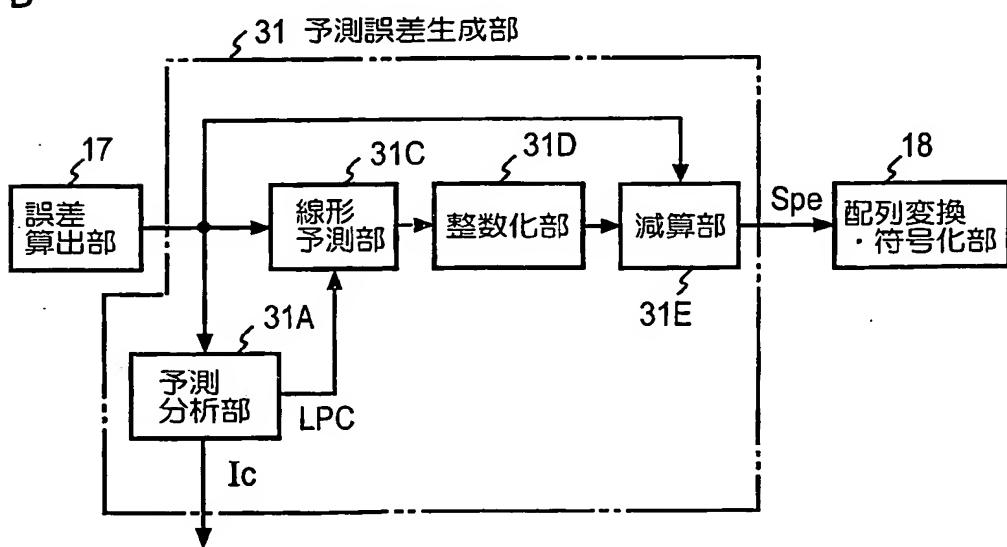


図11 A

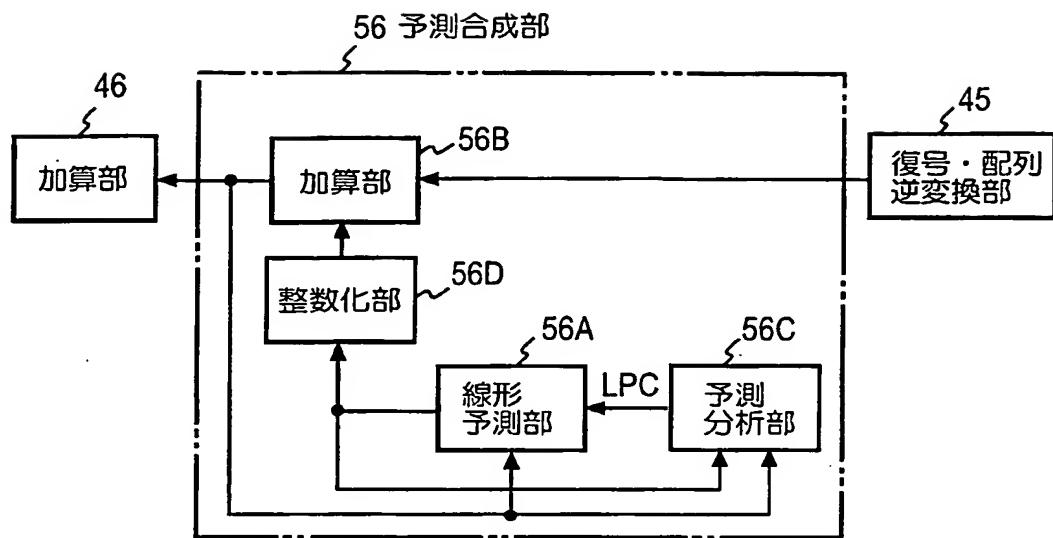
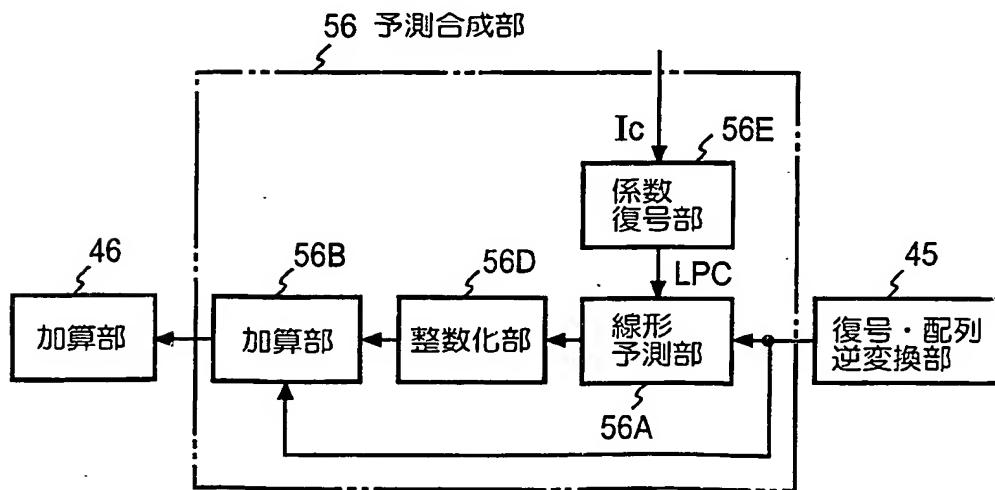


図11 B



12/70

図12 A

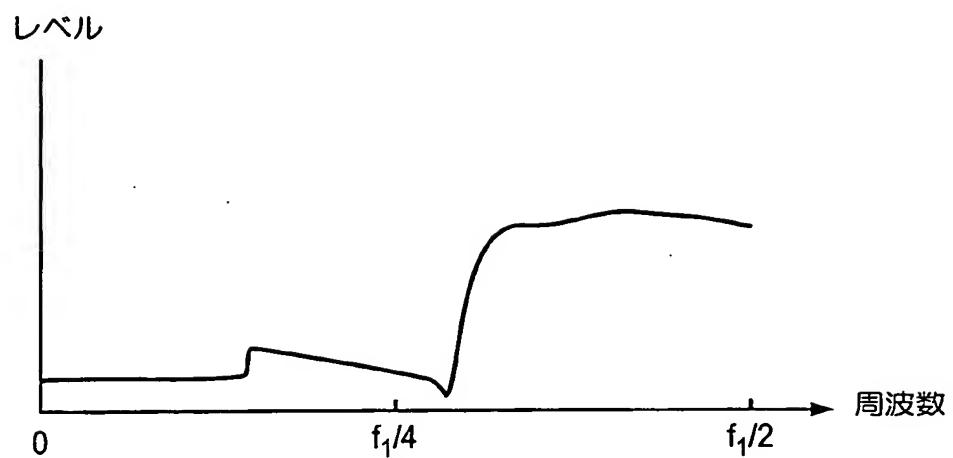
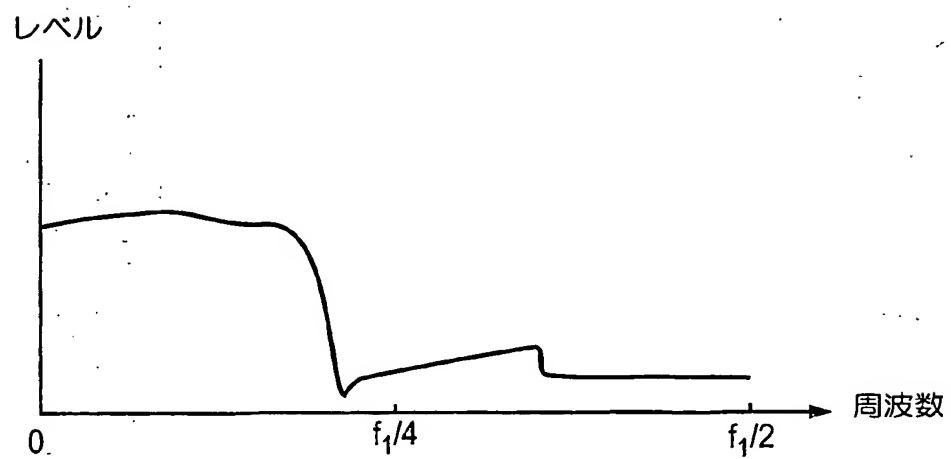


図12 B



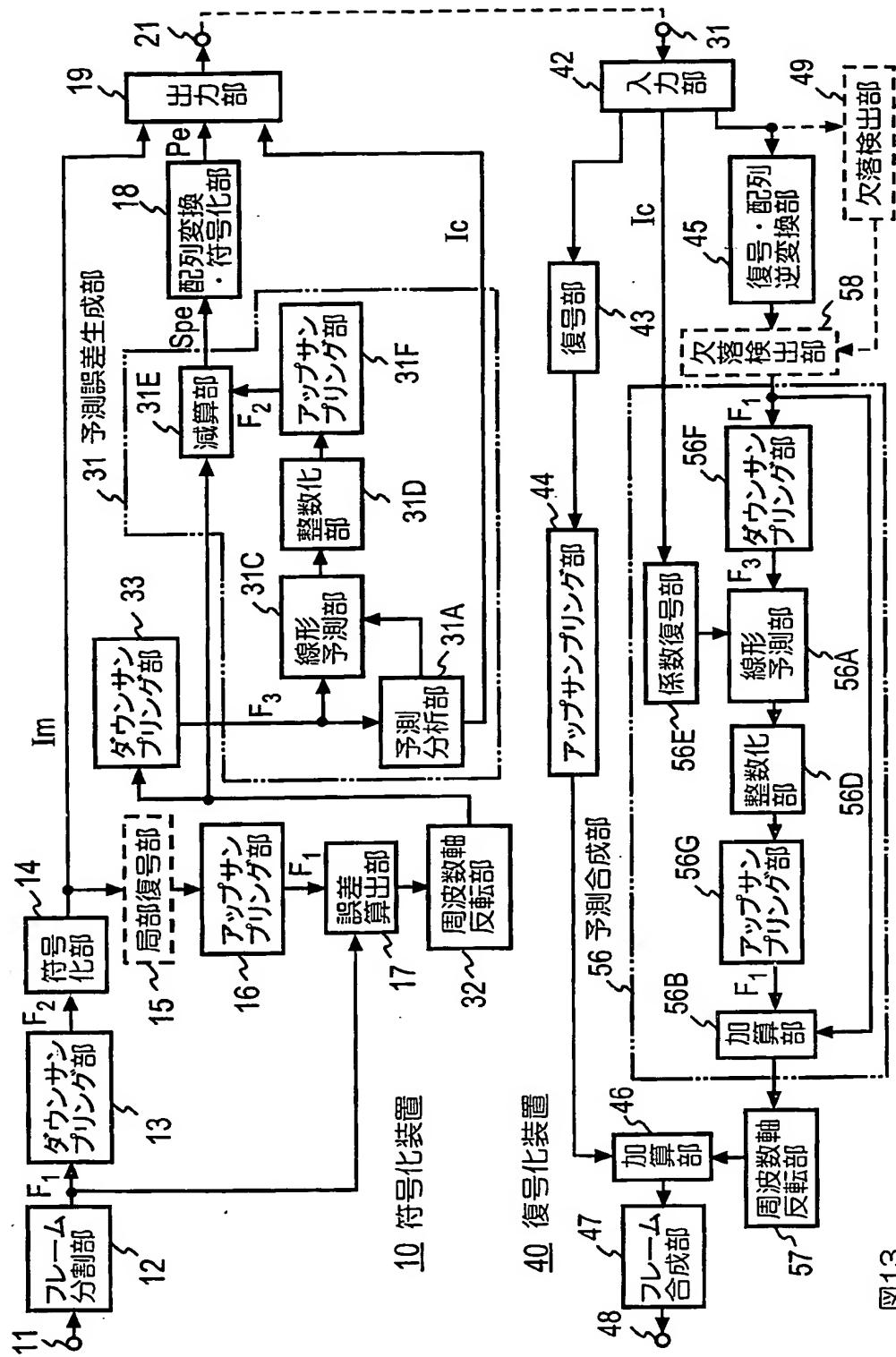


図13

図14 A

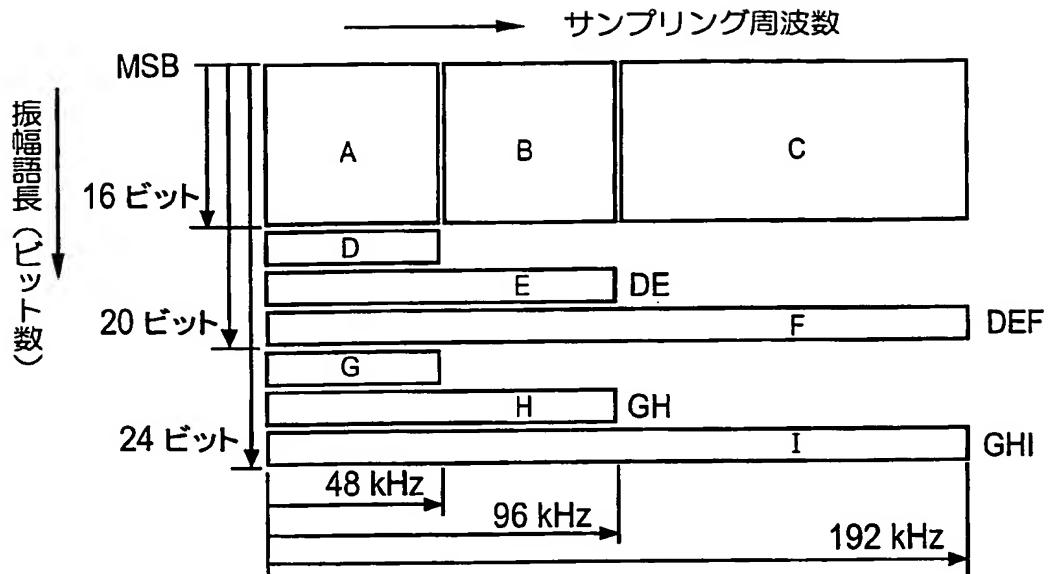
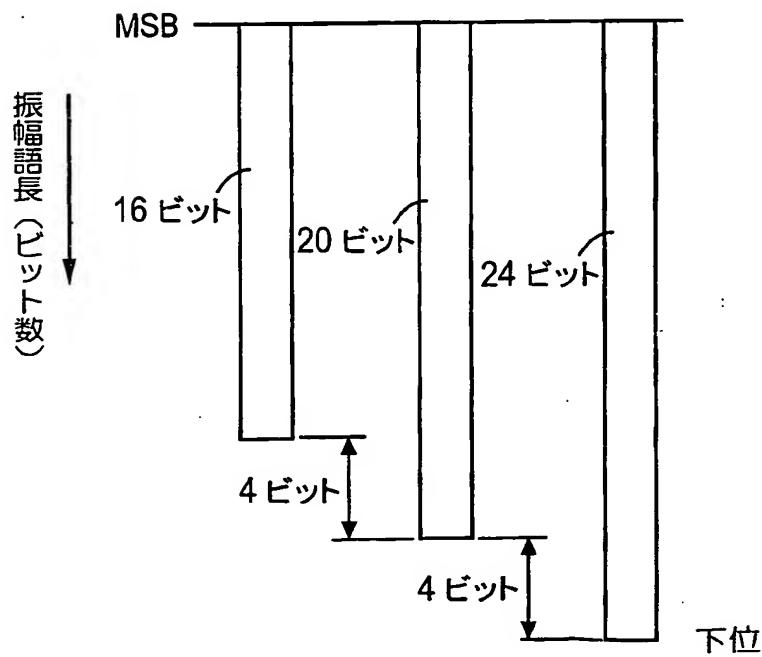


図14 B



サンプリング 周波数 kHz	量子化精度 ビット	使用符号
192	24	A+B+C+F+I
192	20	A+B+C+F
192	16	A+B+C
96	24	A+B+E+H
96	20	A+B+E
96	16	A+B
48	24	A+D+G
48	20	A+D
48	16	A

図15

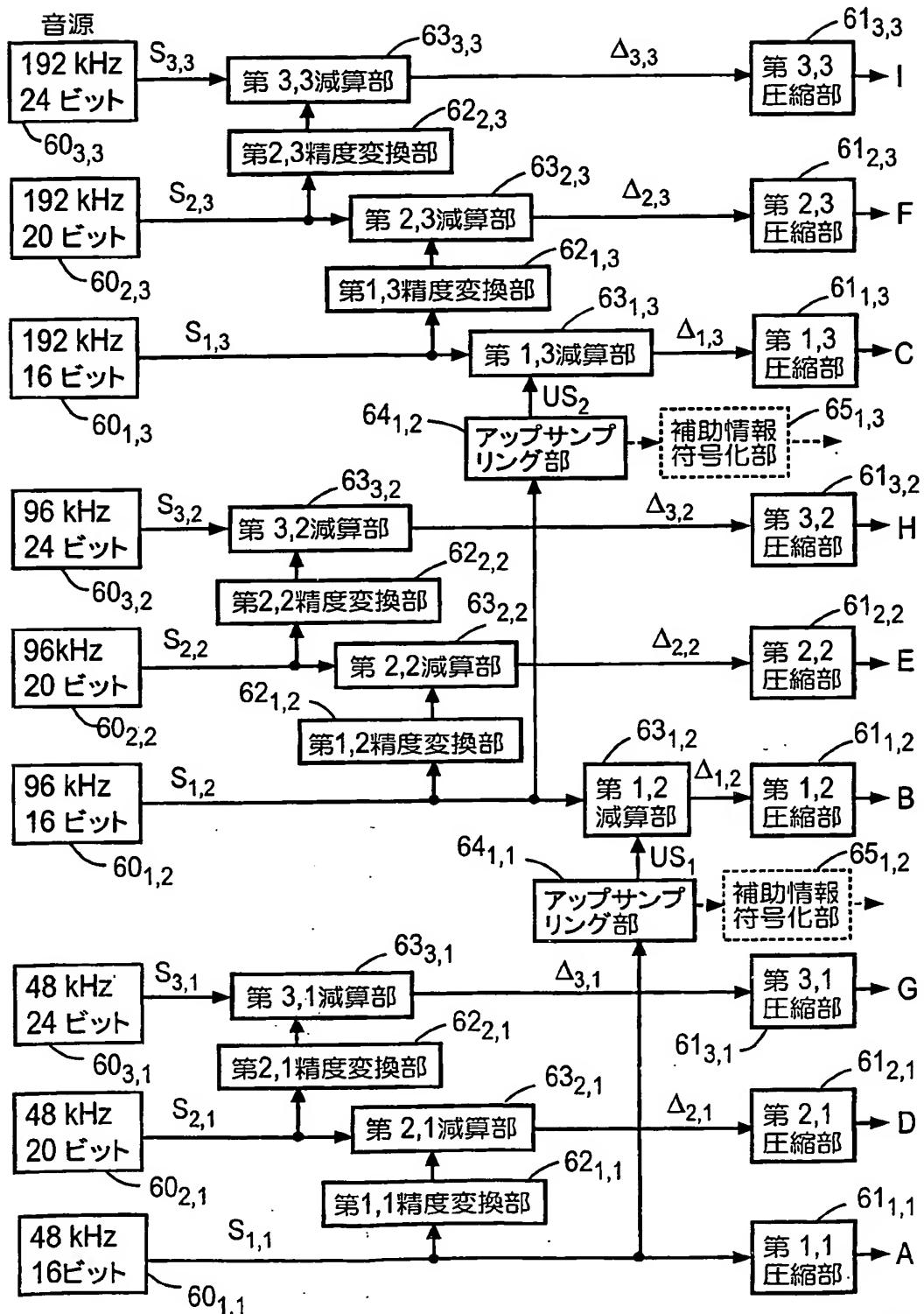


図16

17/70

図17 A

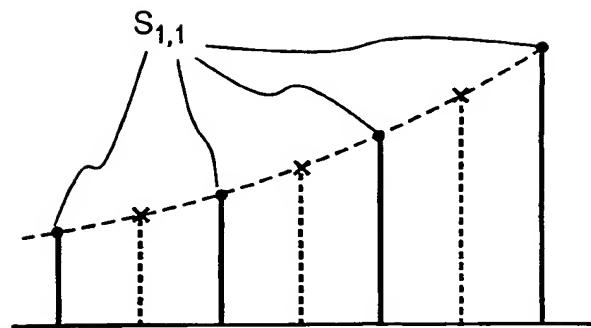


図17 B

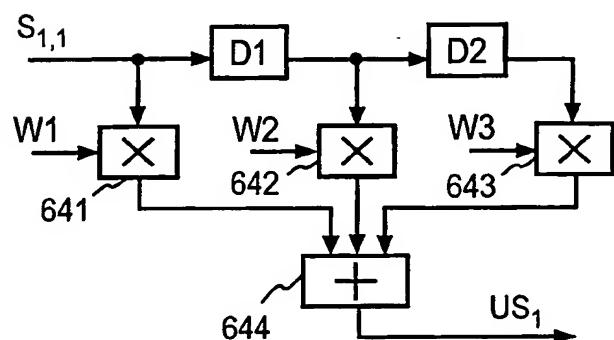


図18 A

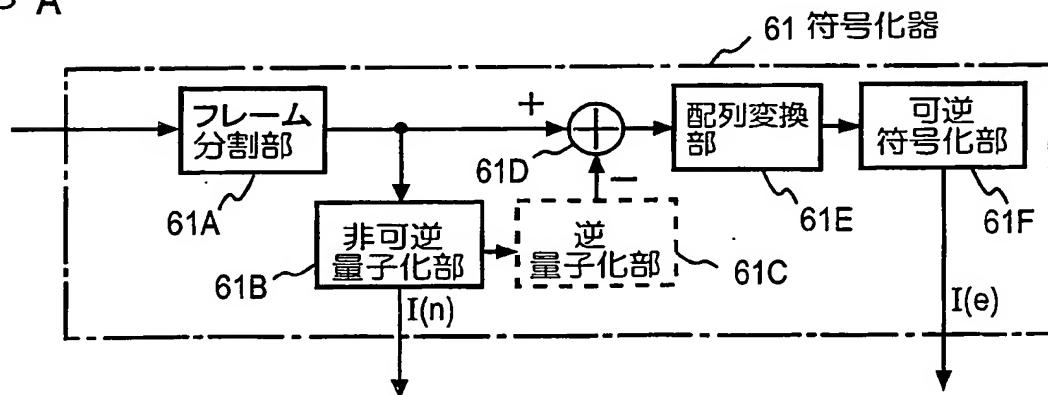


図18 B

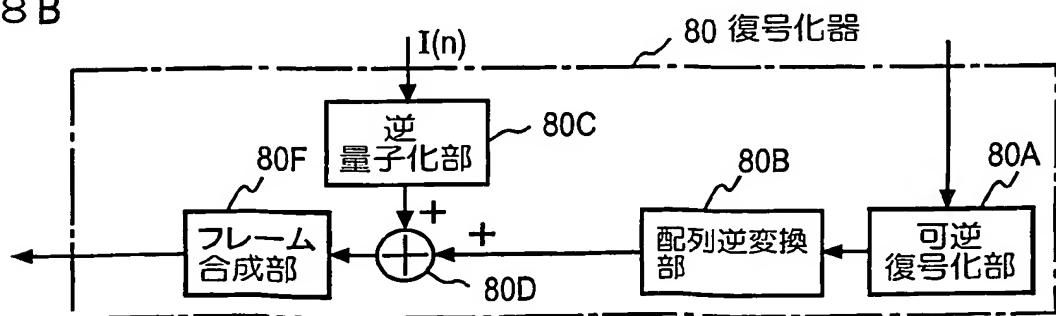


図19 A

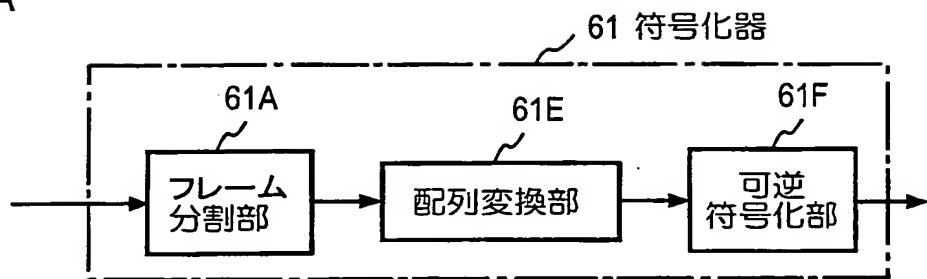


図19 B

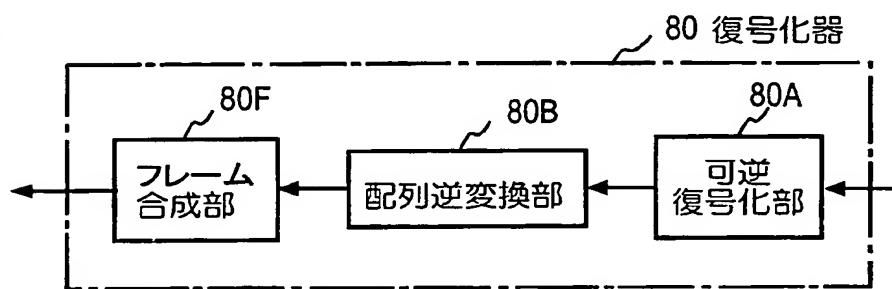


図20 A

補助符号	00	01	10	11
タップ数	3	9	27	81

図20 B

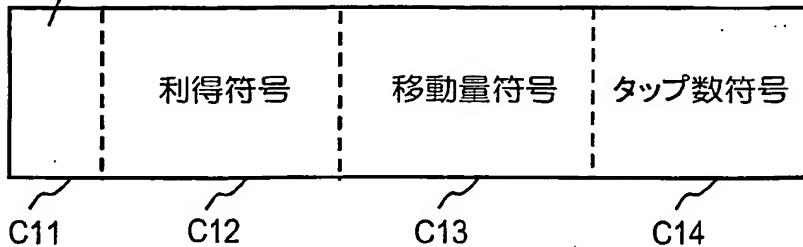
補助符号	00	01	10	11
利得	0.875	1.0	1.25	1.5

図20 C

補助符号	00	01	10	11
サンプル点移動	-0.25	0.00	+0.25	+0.50

有無符号

図20 D



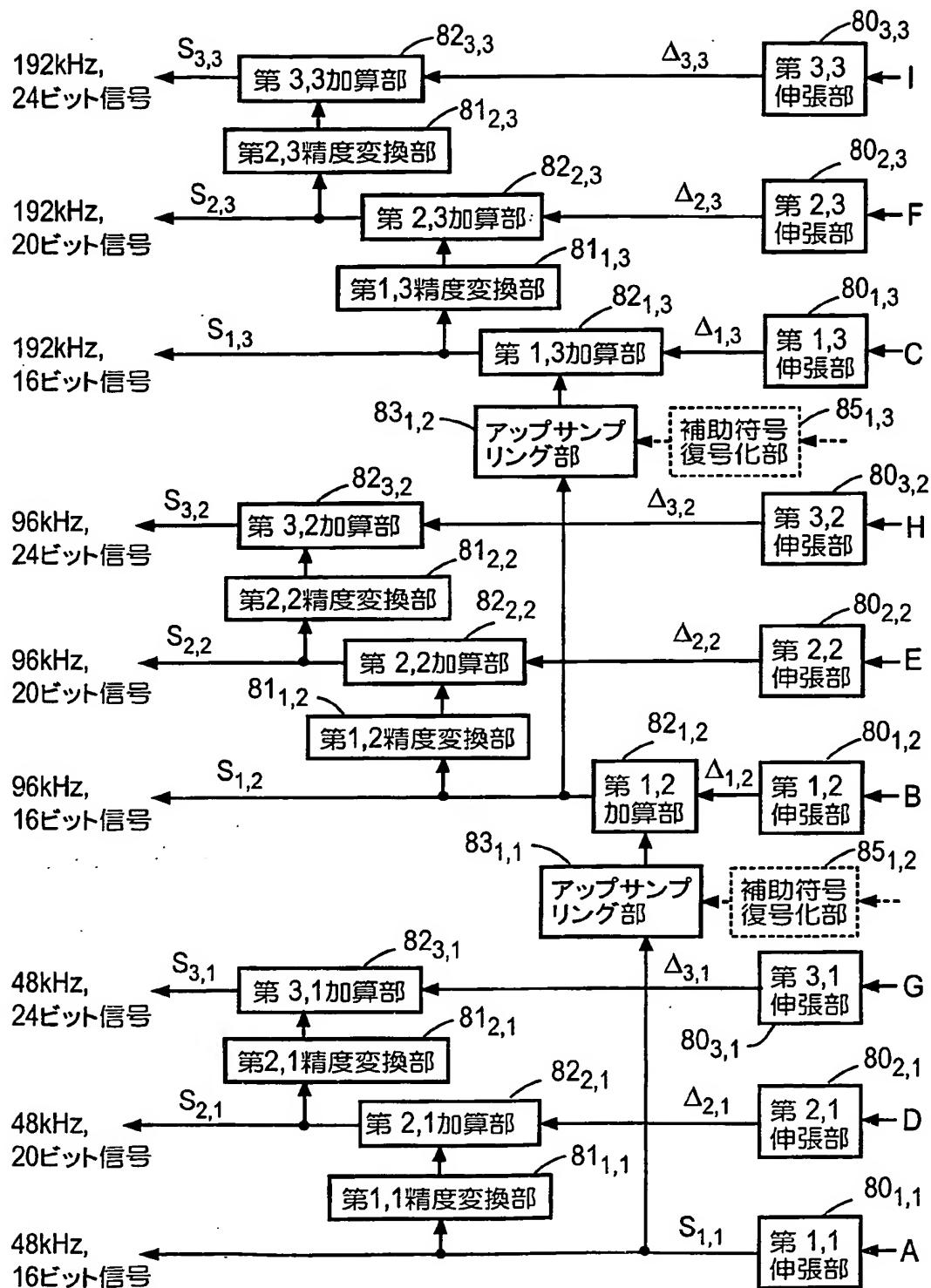


図21

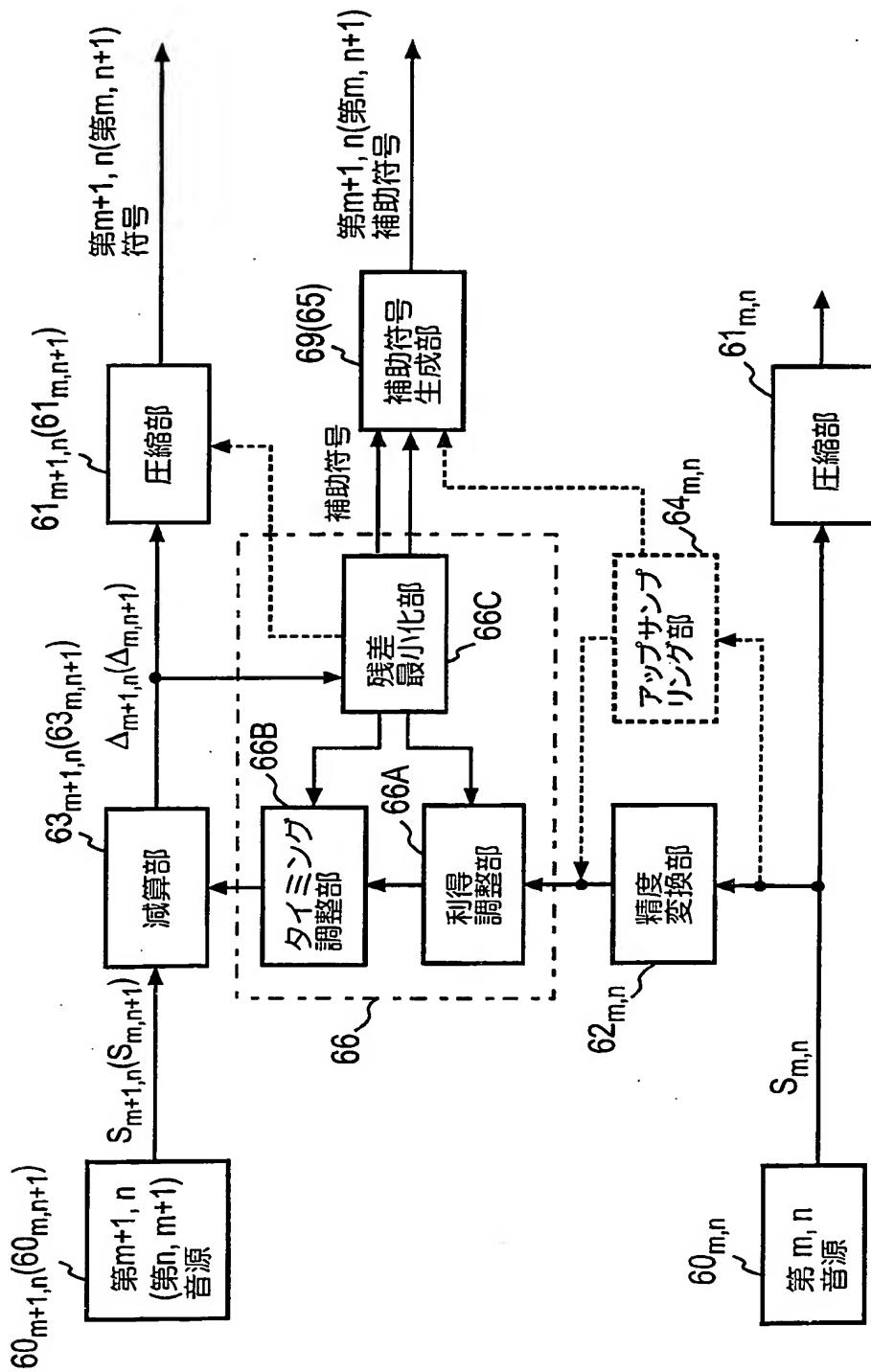


図22

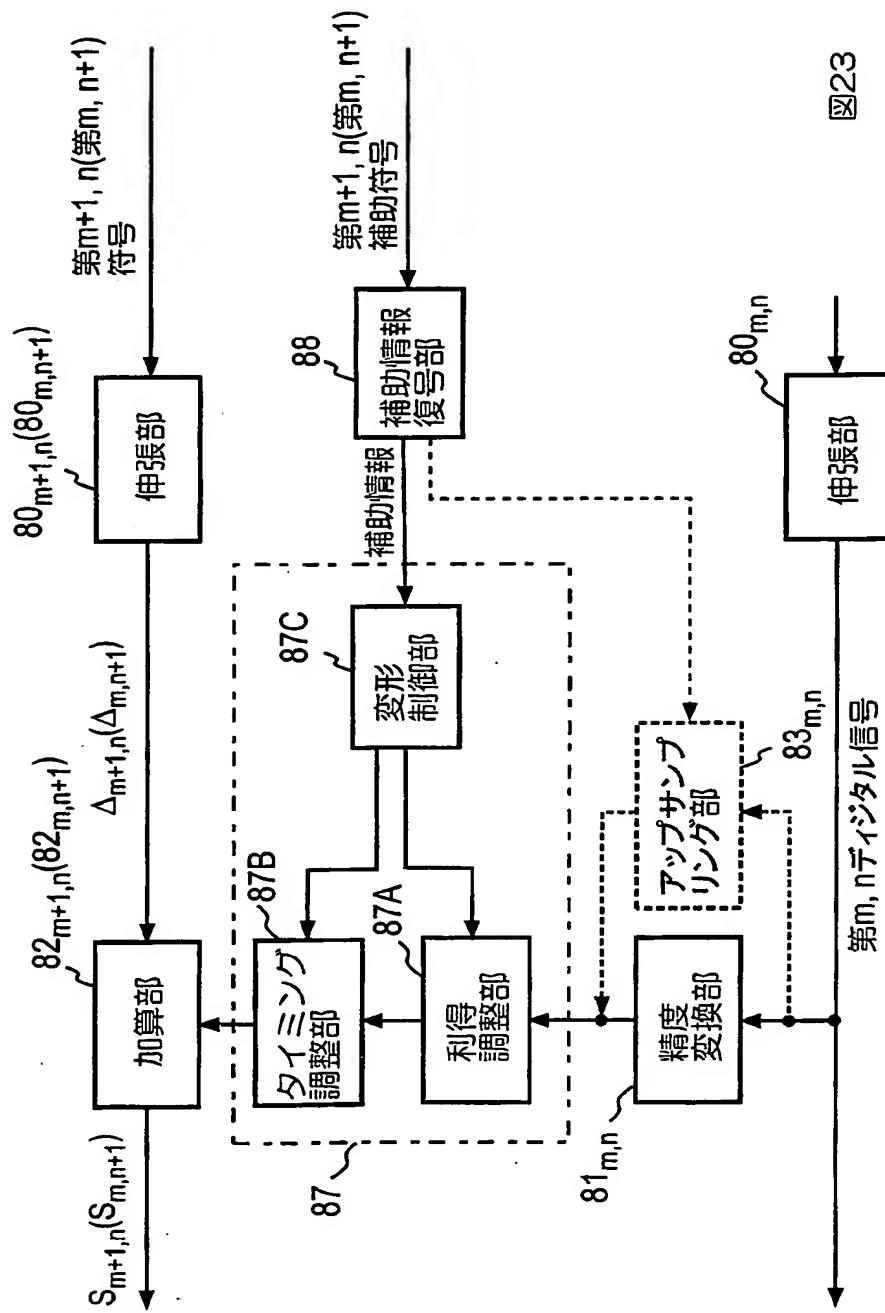


図23

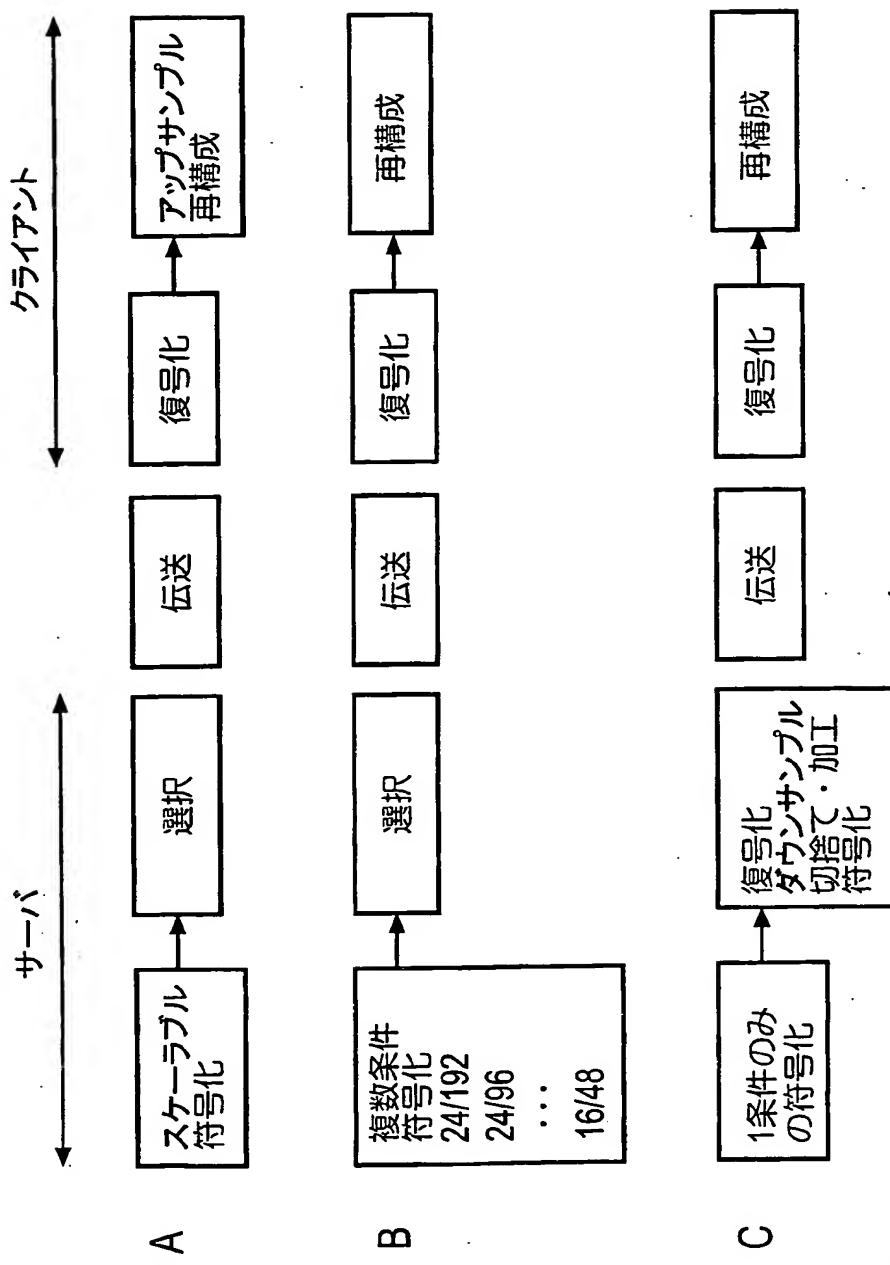


図24

24/70

図25

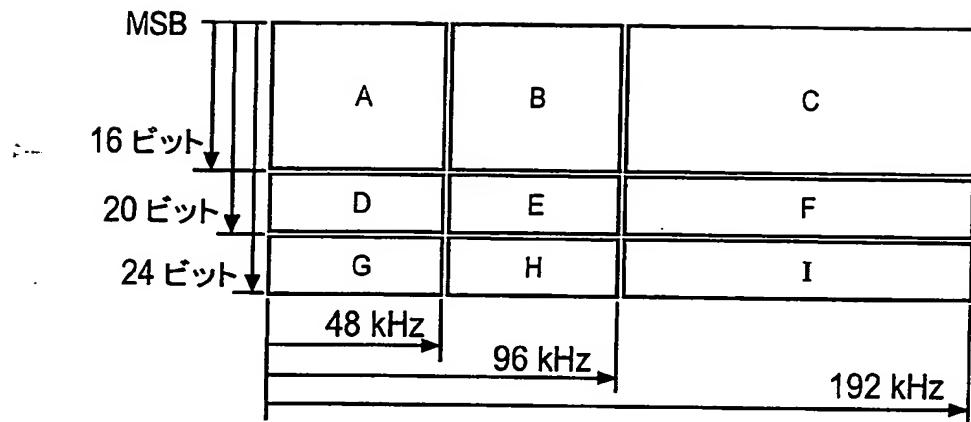


図26

サンプリング周波数 kHz	量子化精度ビット	使用符号 (1)	使用符号 (2)
192	24	A+B+C+D+E+F+G+H+I	A+B+C+F+I
192	20	A+B+C+D+E+F	A+B+C+F
192	16	A+B+C	A+B+C
96	24	A+B+D+E+G+H	A+B+E+H
96	20	A+B+D+E	A+B+E
96	16	A+B	A+B
48	24	A+D+G	A+D+G
48	20	A+D	A+D
48	16	A	A

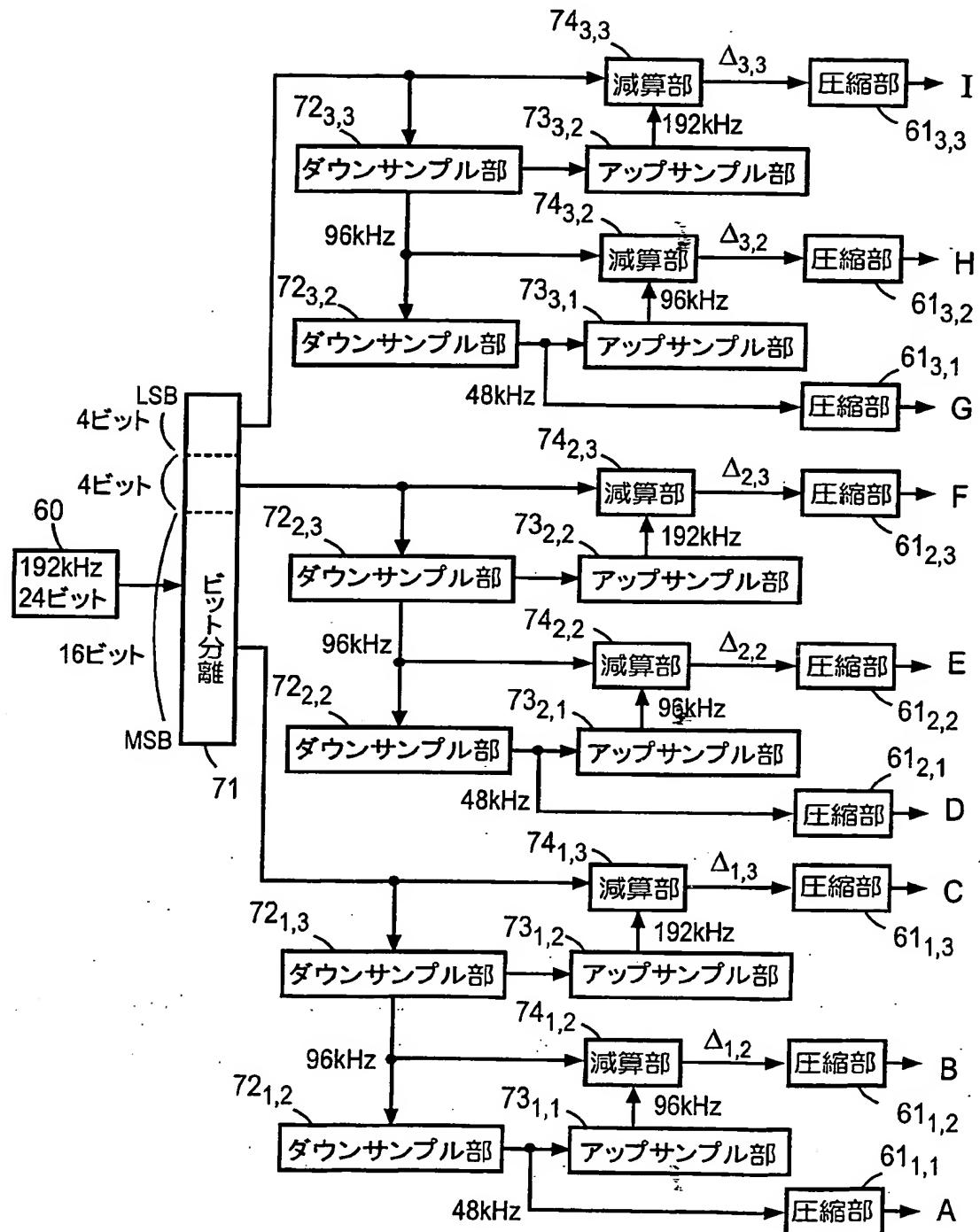


図27

26/70

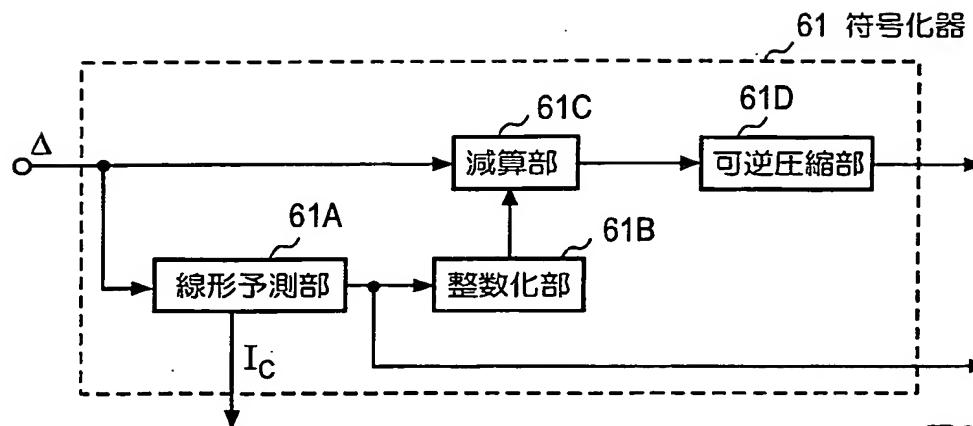


図28

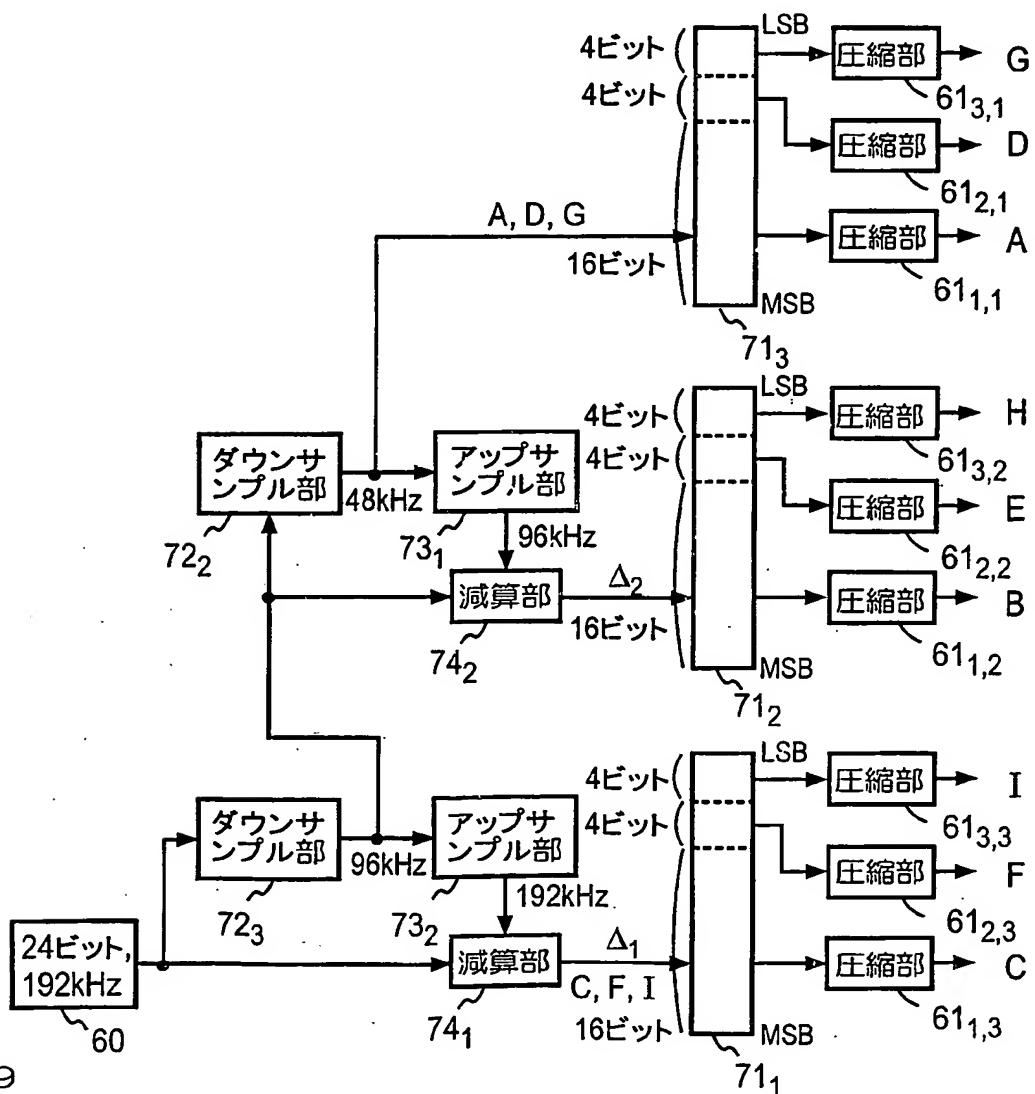


図29

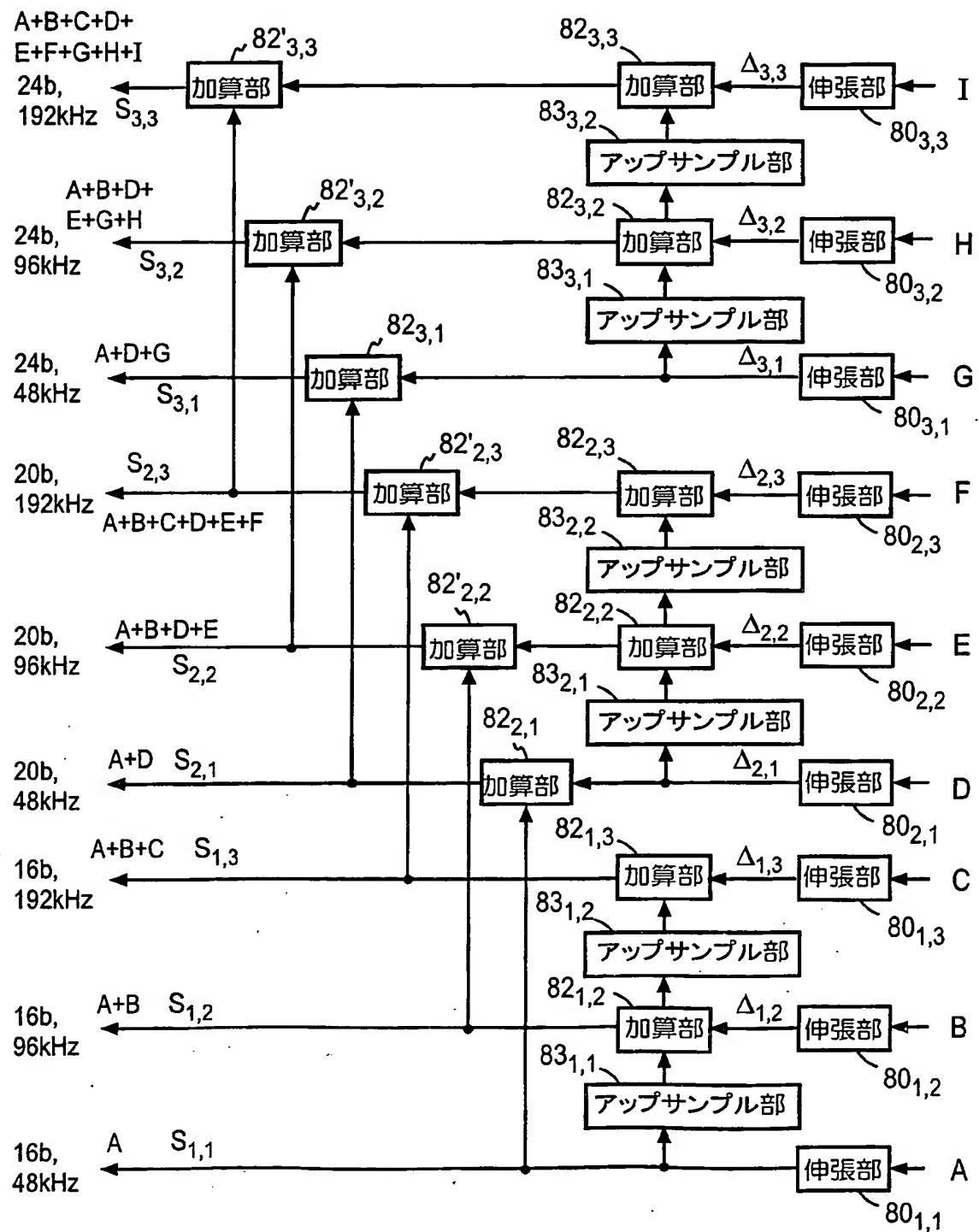


図30

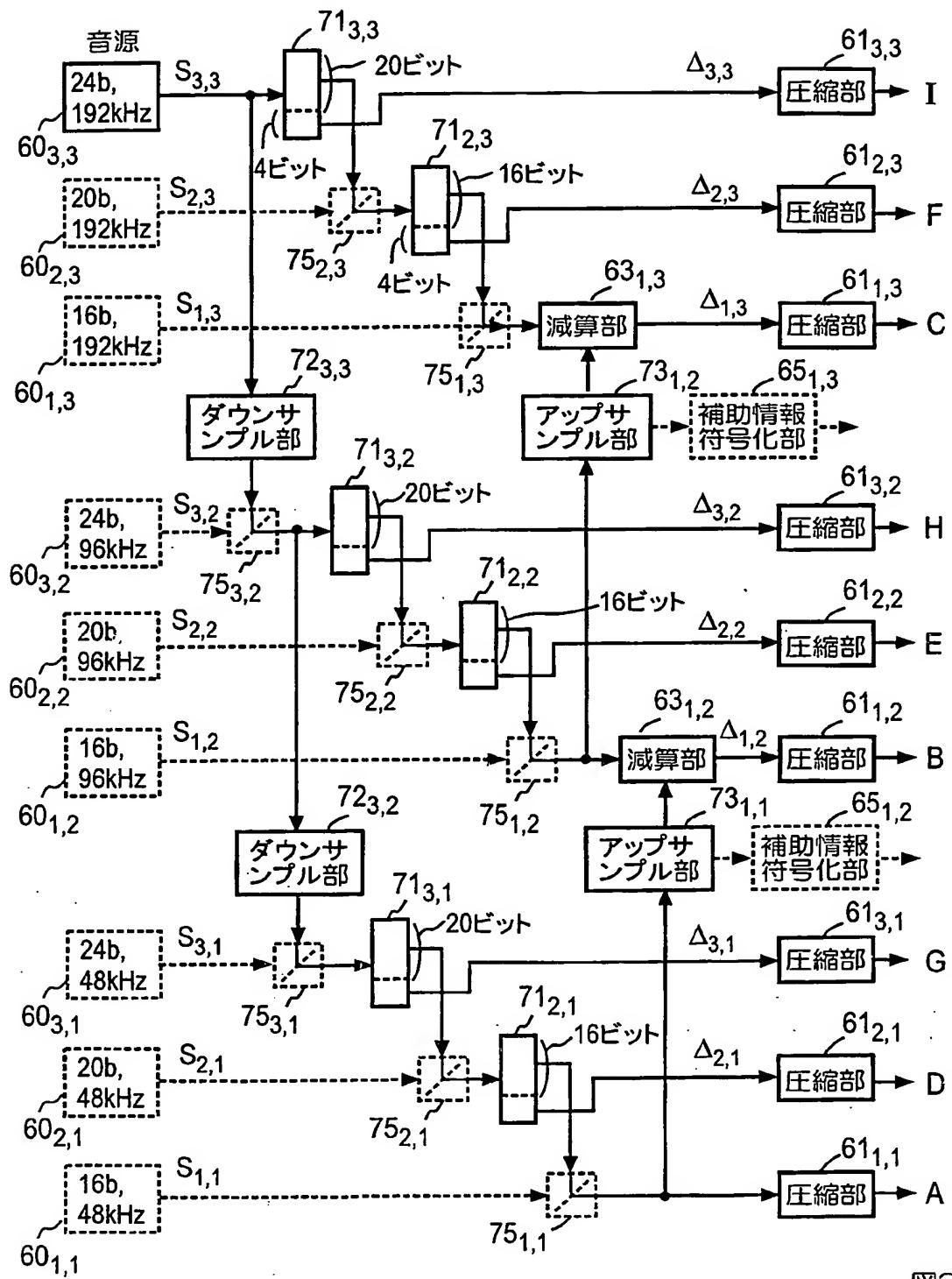


図31

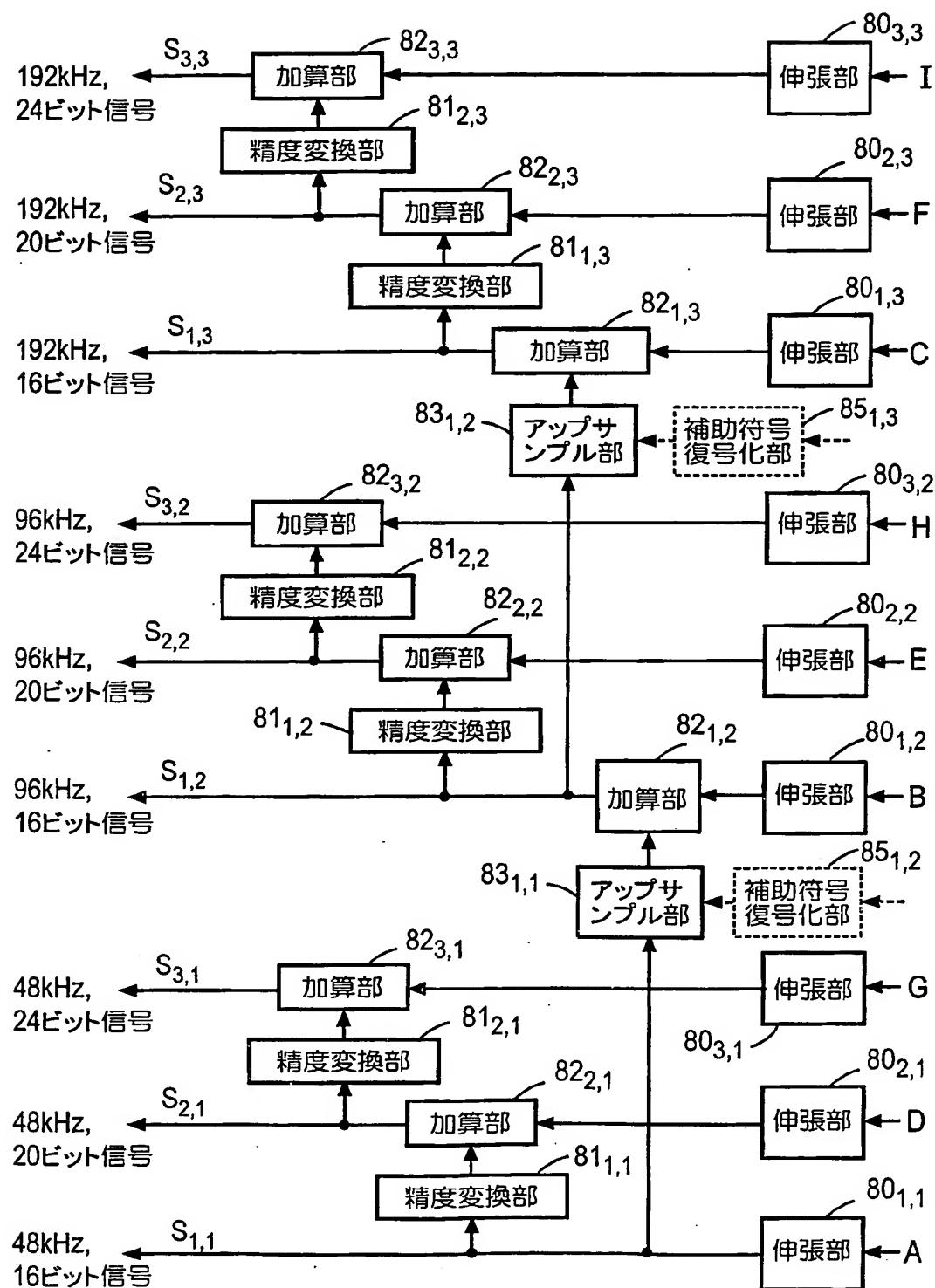


図32

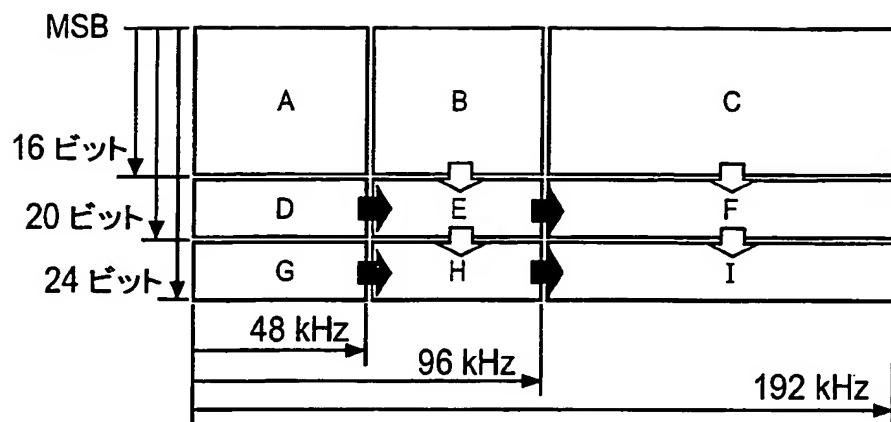


図33

サンプリング周波数 kHz	量子化精度 ビット	使用符号
192	24	$A + \{[(B \text{ or } D) + E] + (F \text{ or } H)\} \text{ or } \{(B+C+F) \text{ or } (D+G+H)\}\} + I$
192	20	$A + \{[(B \text{ or } D) + E] \text{ or } (B+C)\} + F$
192	16	$A + B + C$
96	24	$A + \{[(B \text{ or } D) + E] \text{ or } (D+G)\} + H$
96	20	$A + (B \text{ or } D) + E$
96	16	$A + B$
48	24	$A + D + G$
48	20	$A + D$
48	16	A

図34

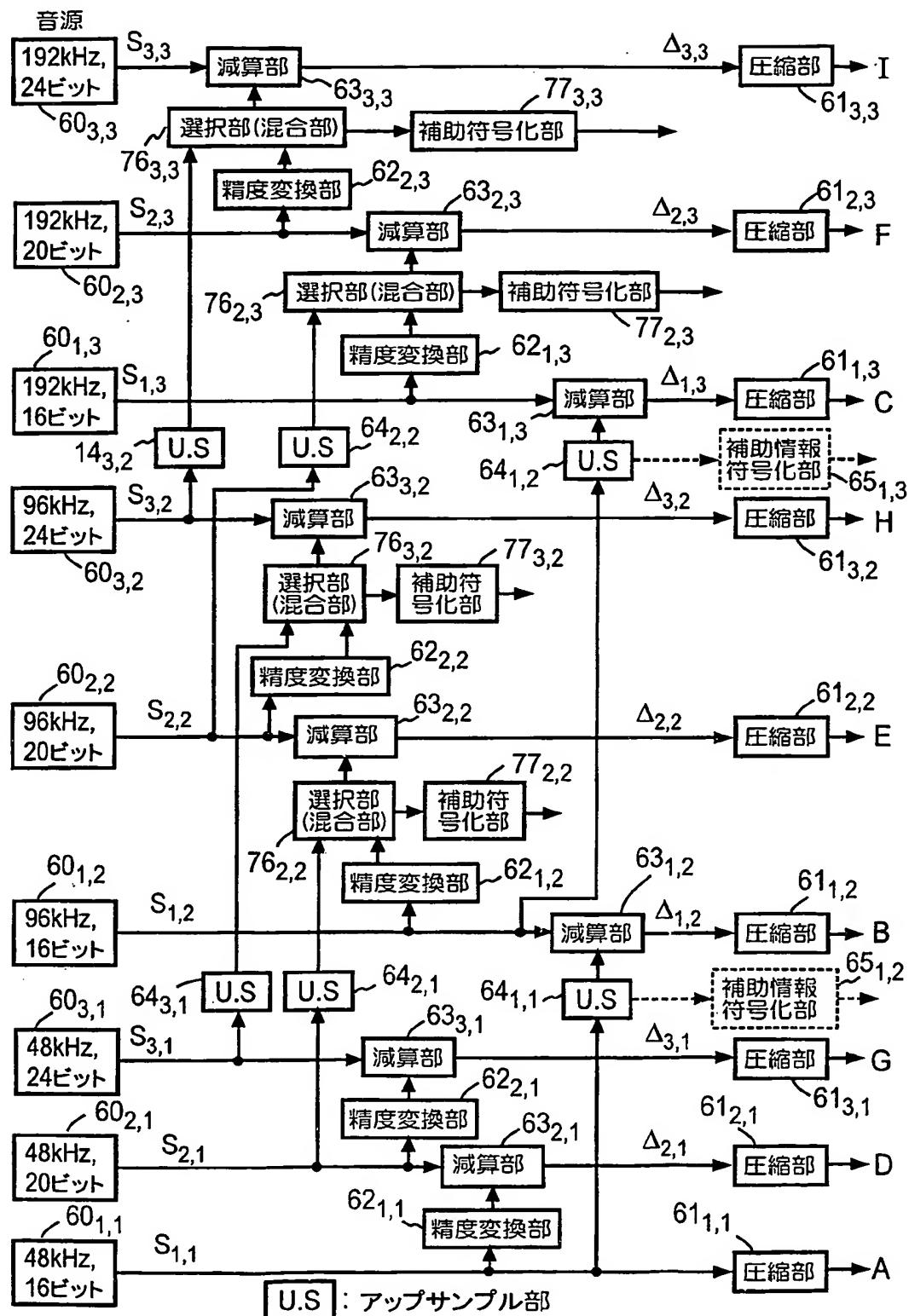
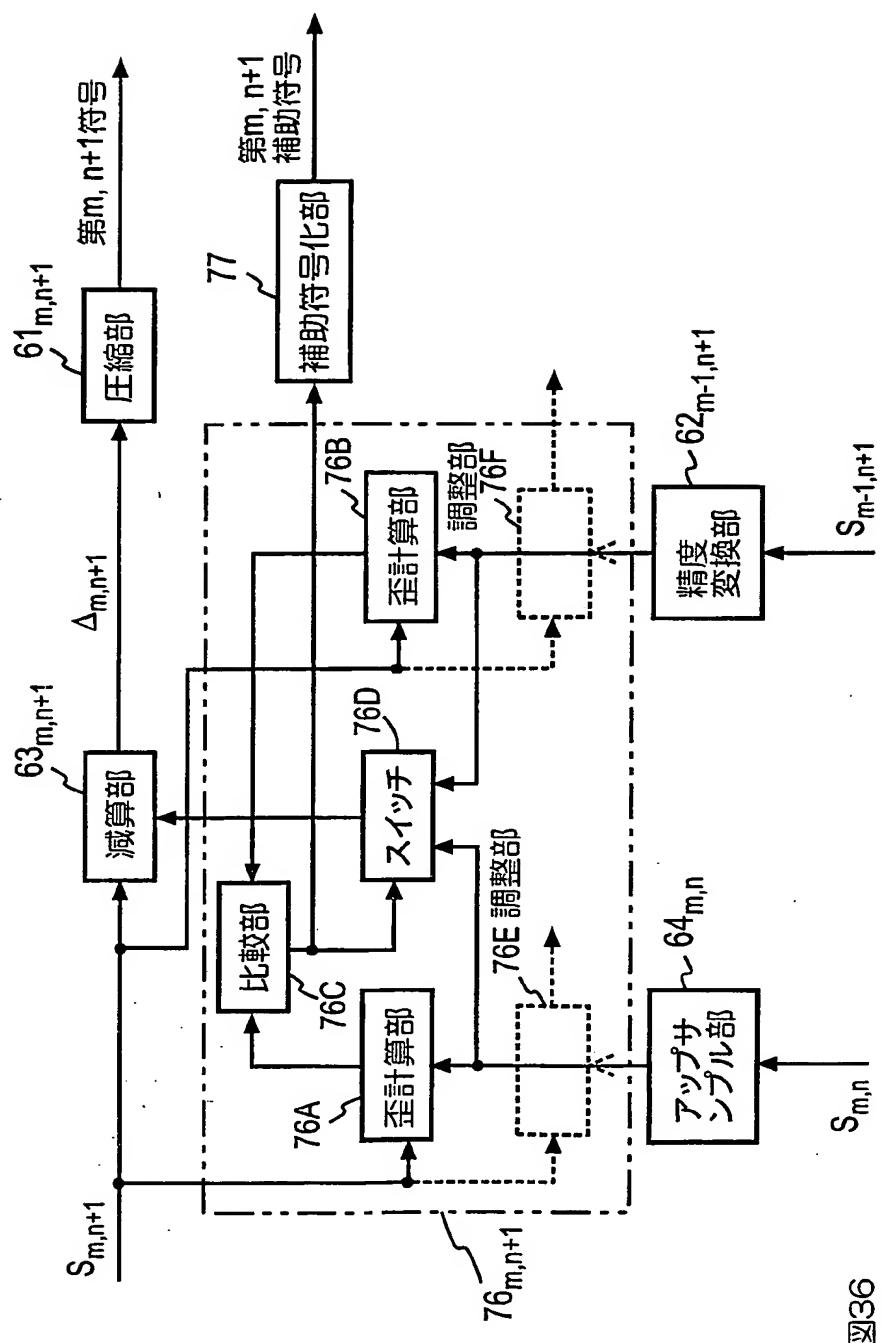


図35



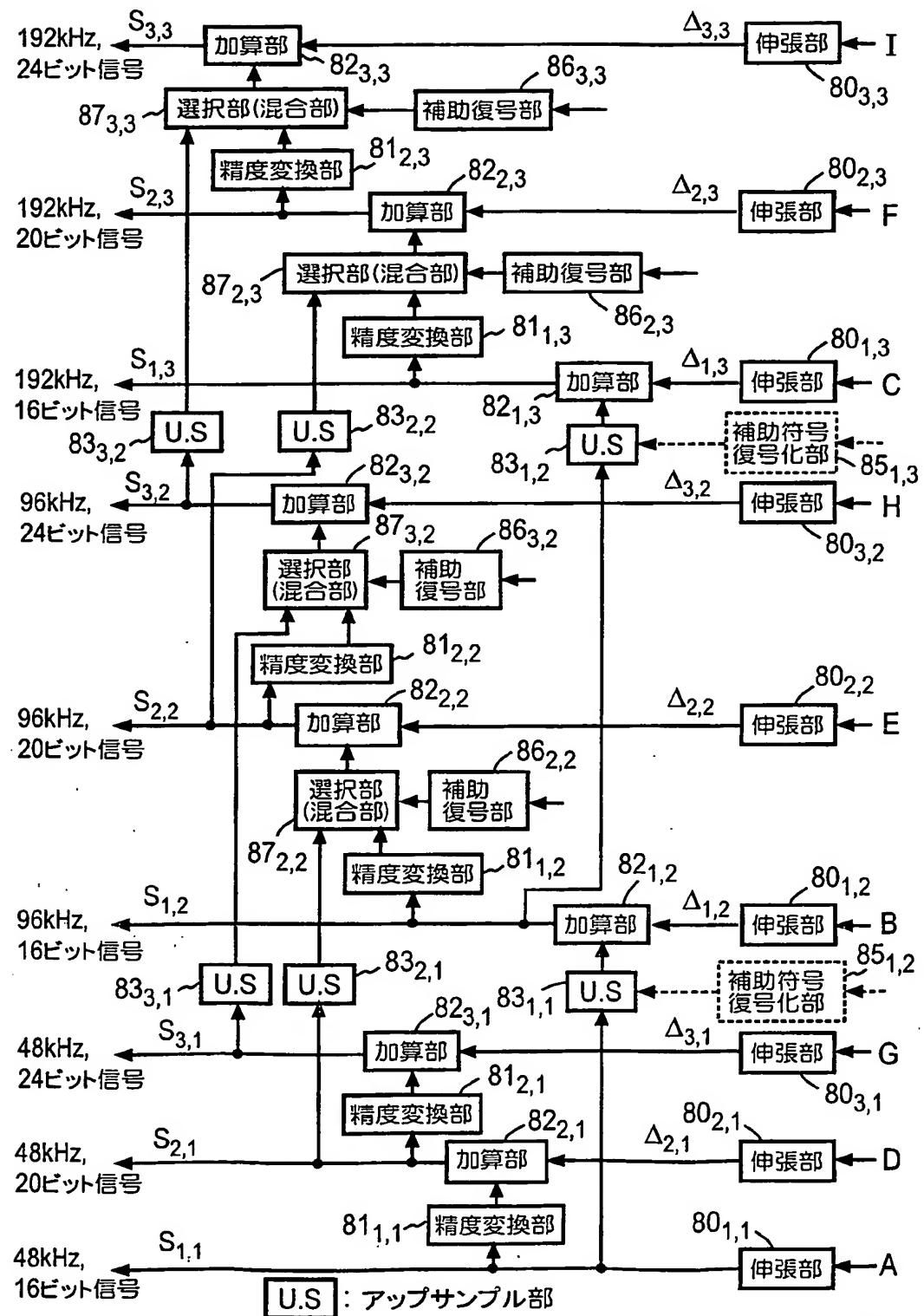


図37

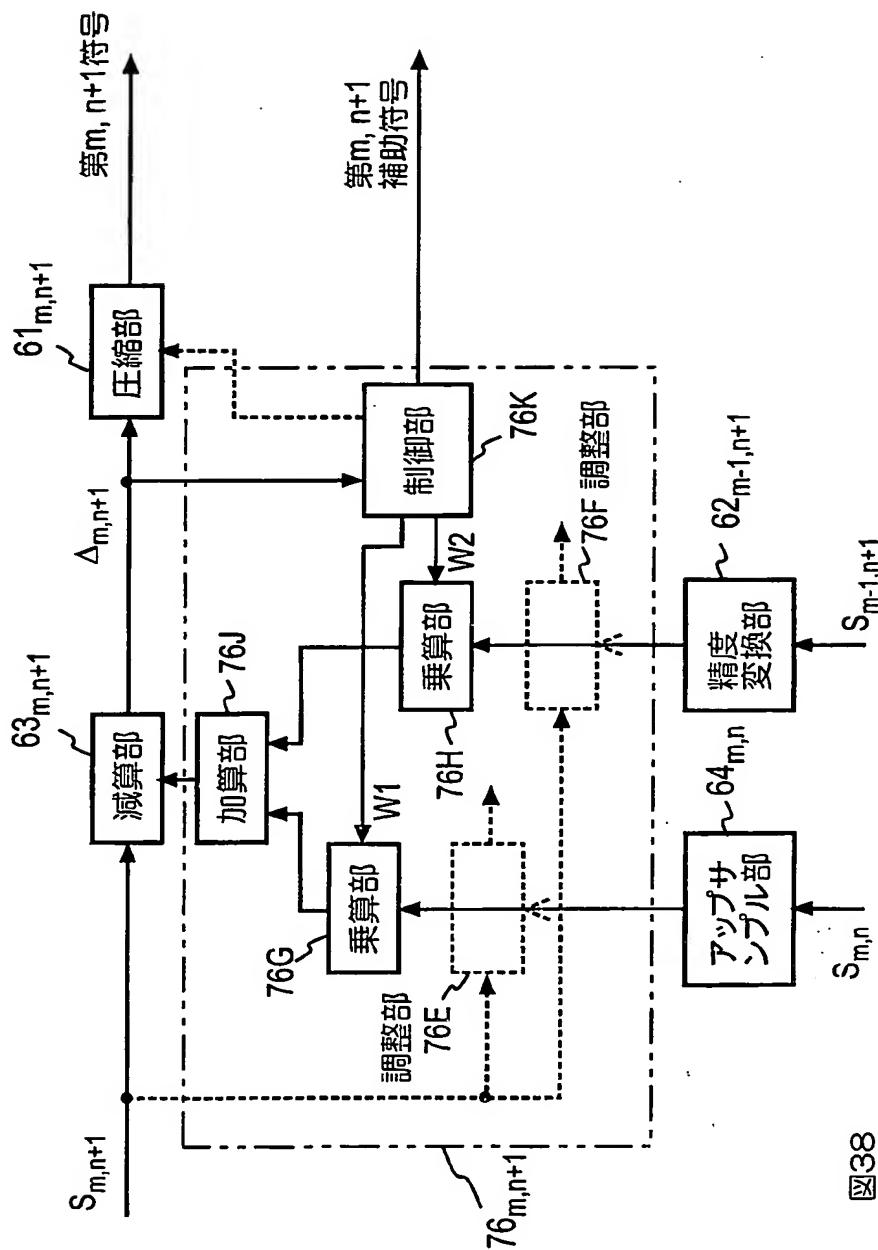


図38

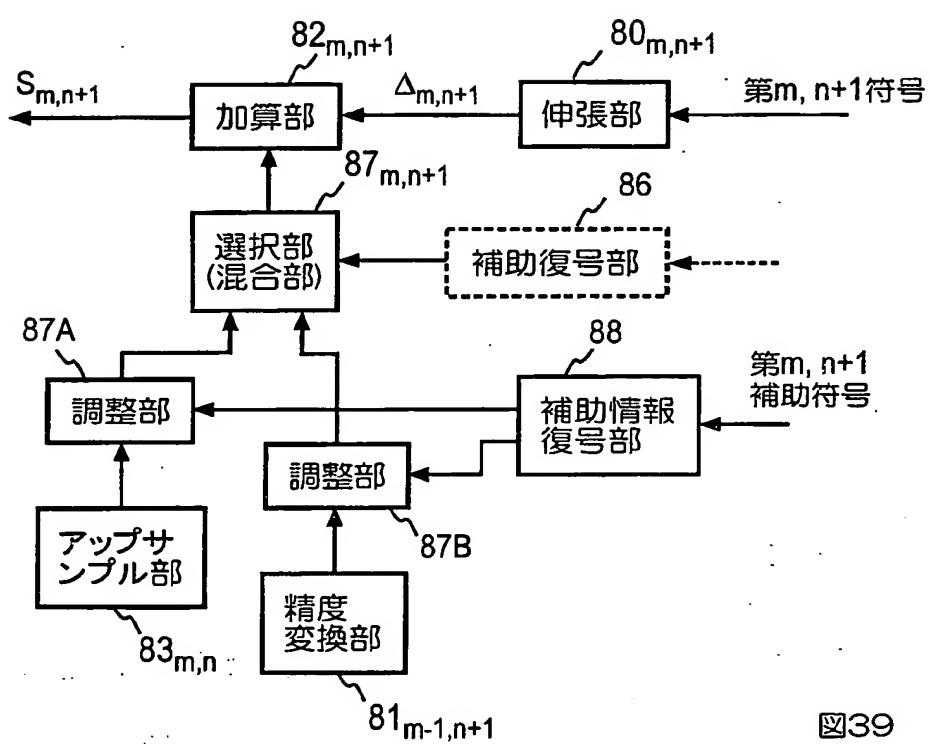


図39

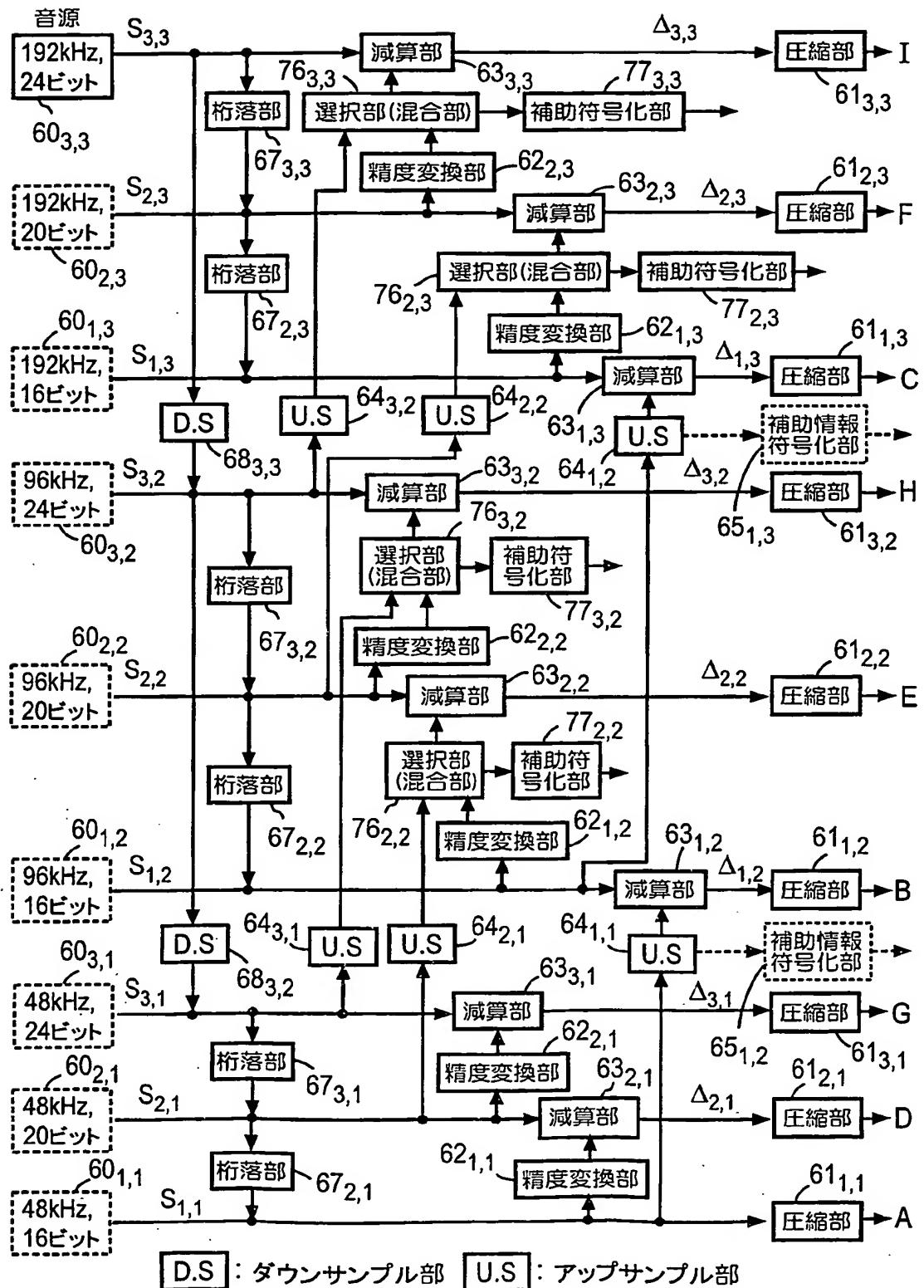


図40

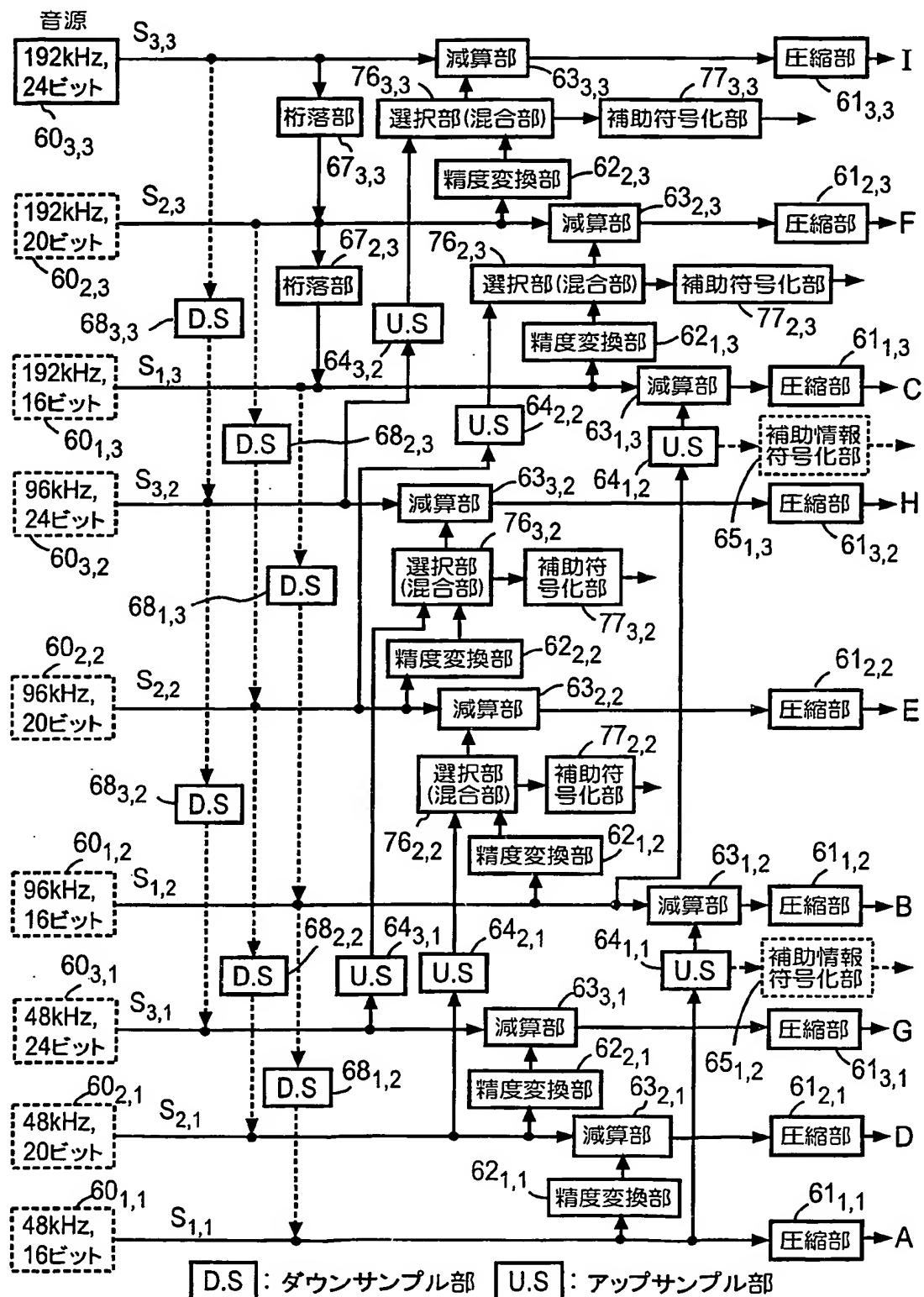


図41

38/70

図42

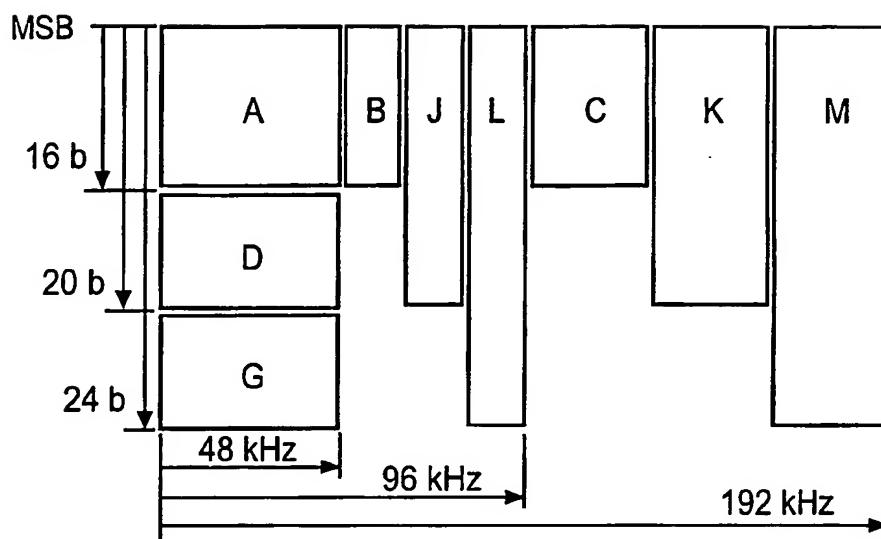


図43

サンプリング周波数 kHz	量子化精度ビット	使用符号
192	24	A+D+G+L+M
192	20	A+D+J+K
192	16	A+B+C
96	24	A+D+G+L
96	20	A+D+J
96	16	A+B
48	24	A+D+G
48	20	A+D
48	16	A

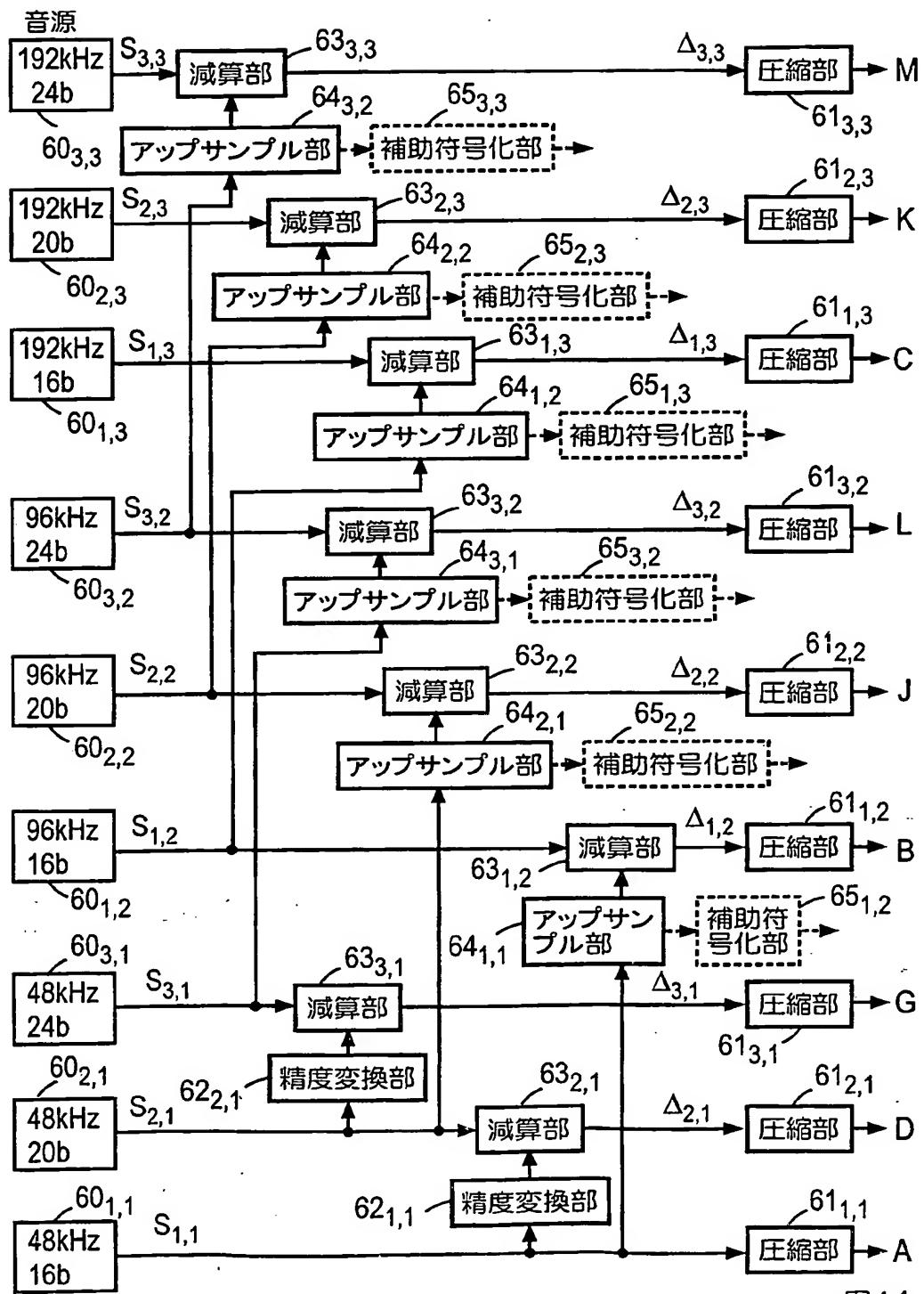


図44

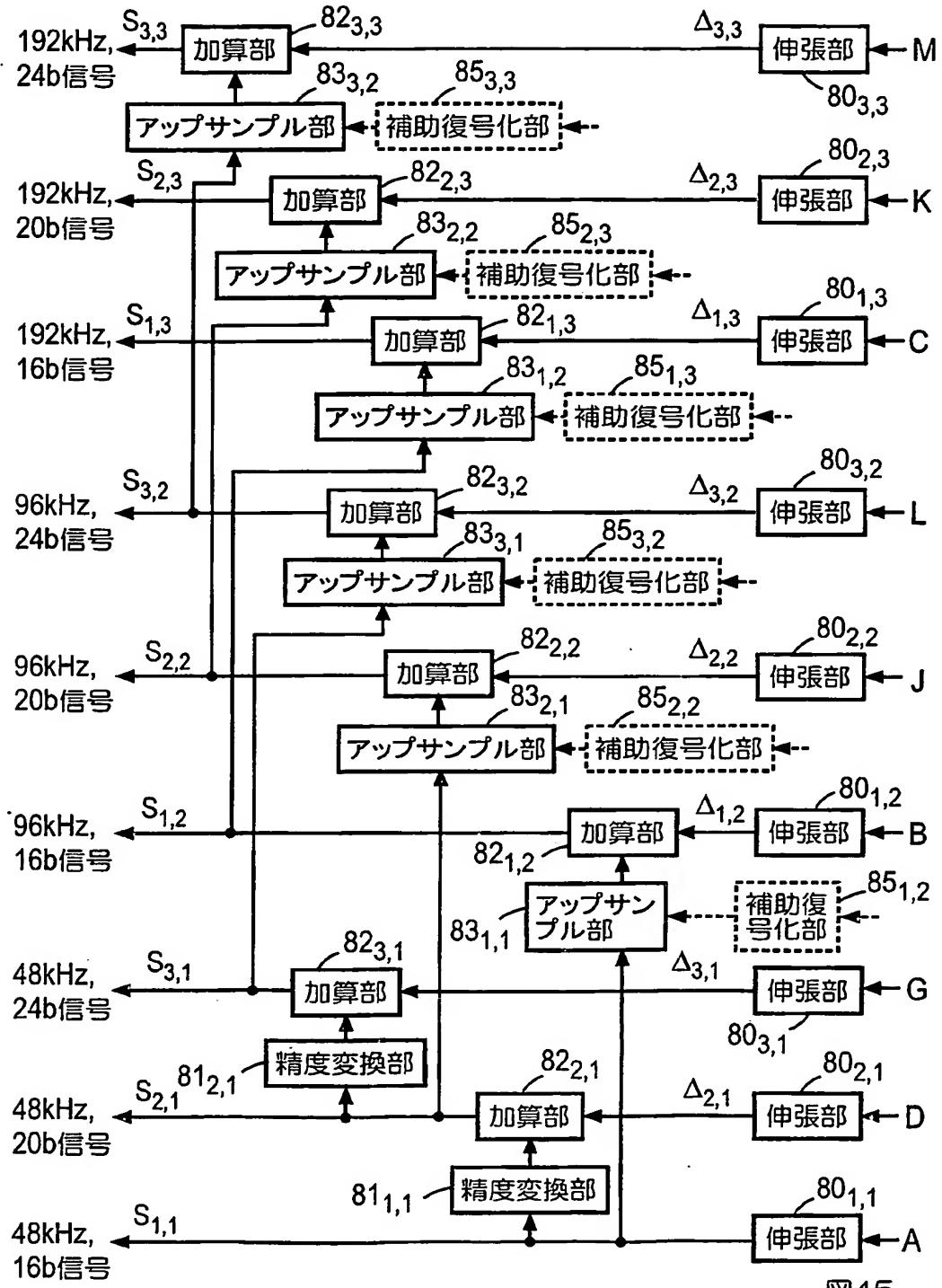


図45

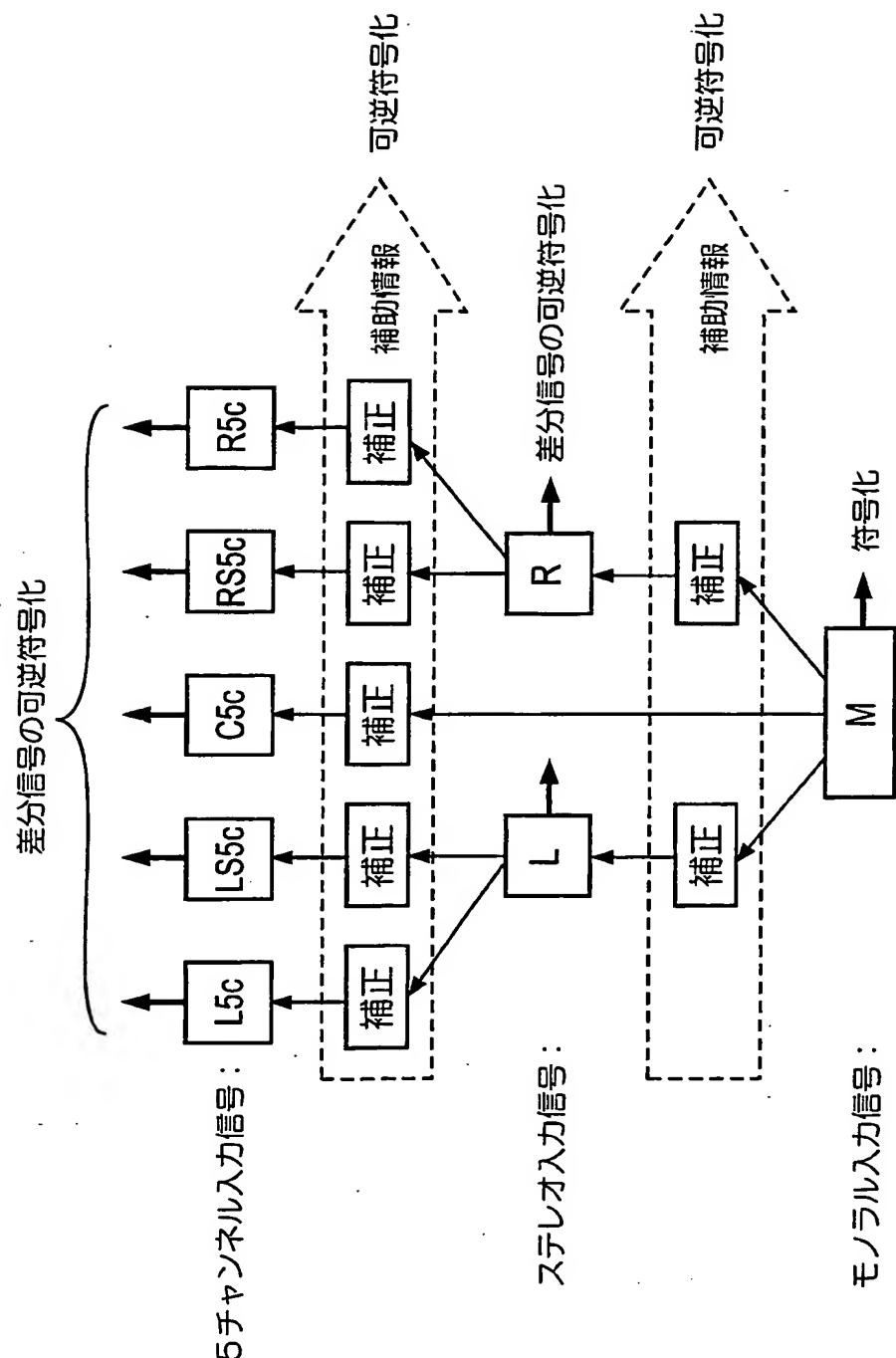


図46

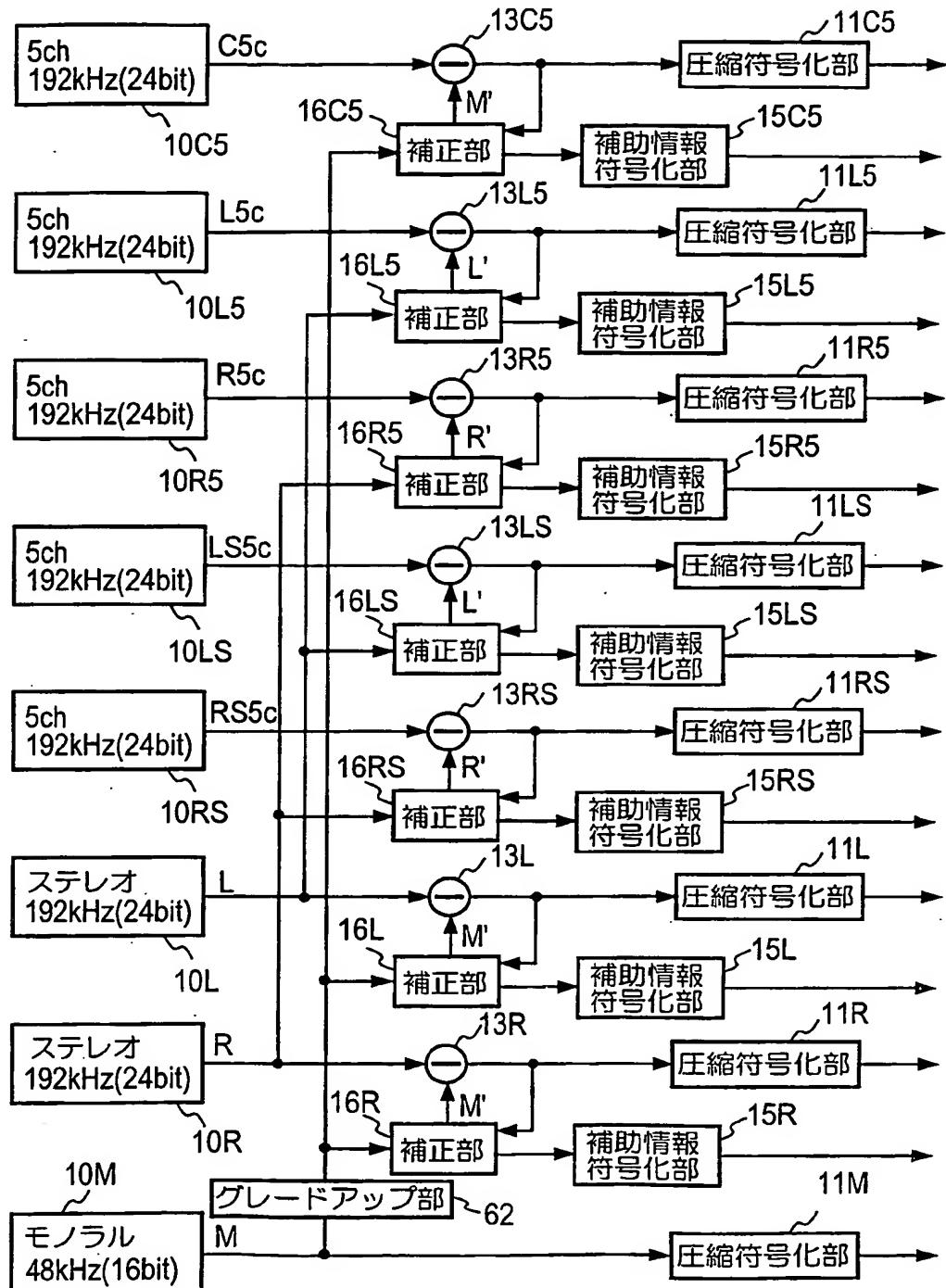


図47

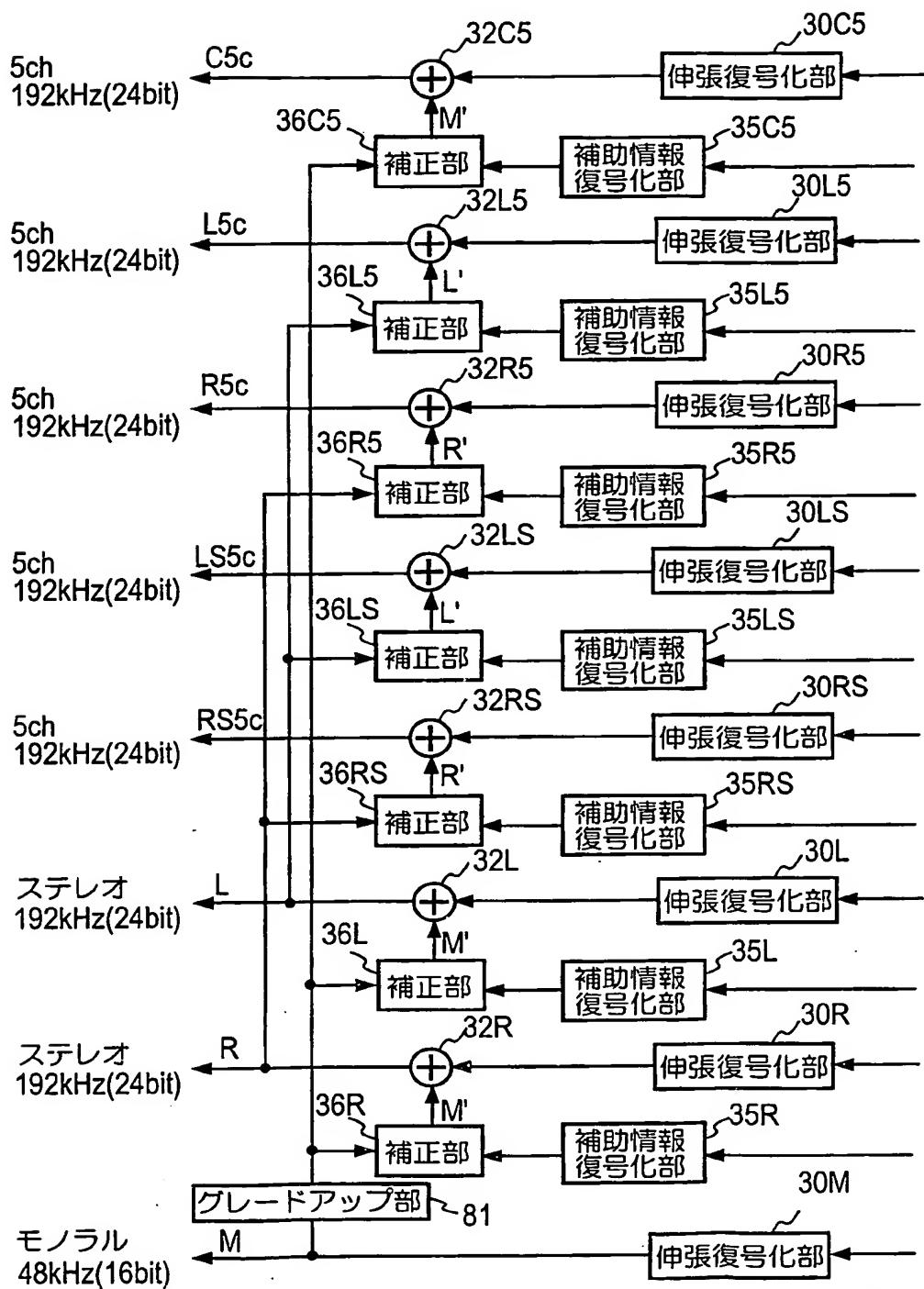
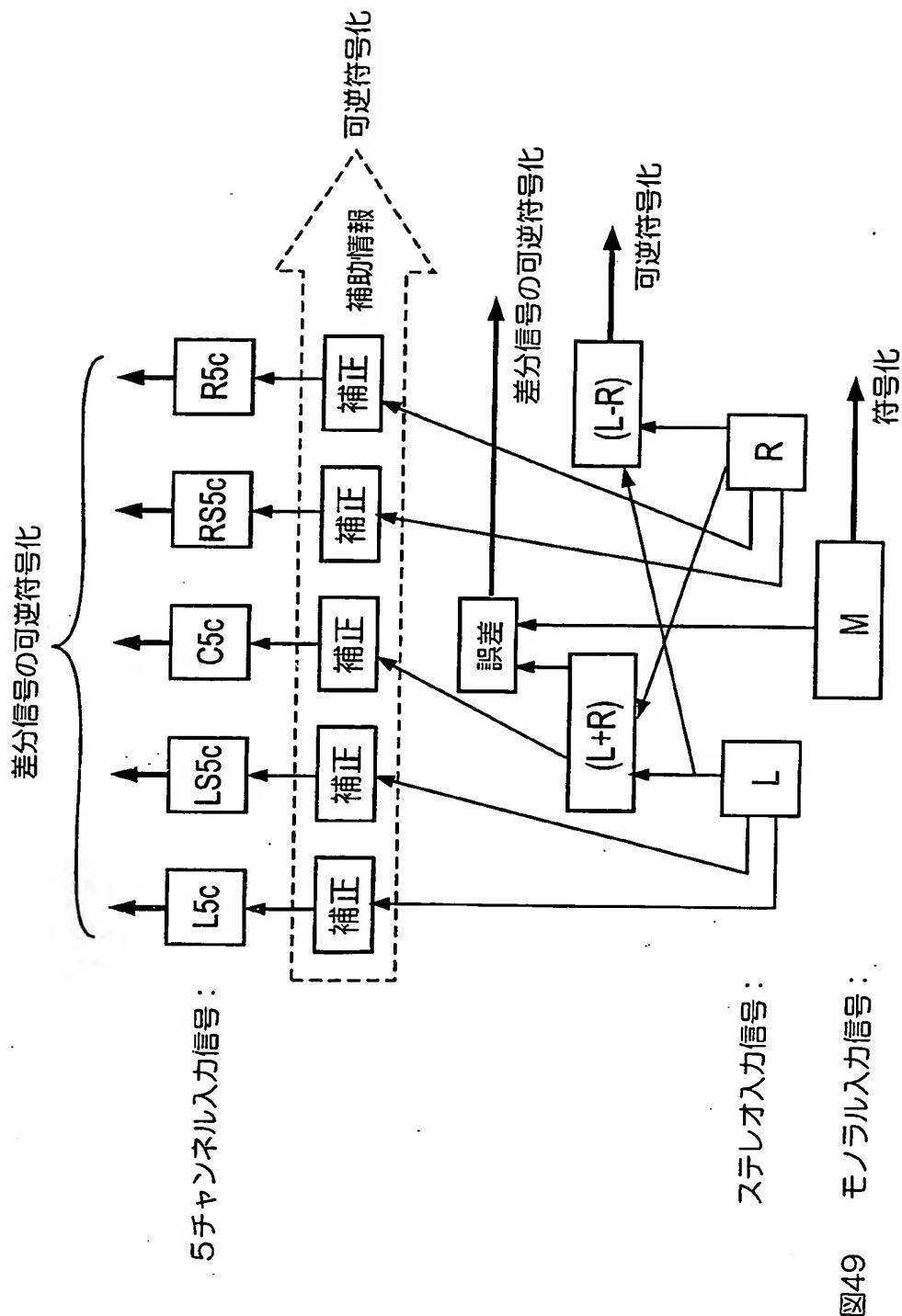


図48



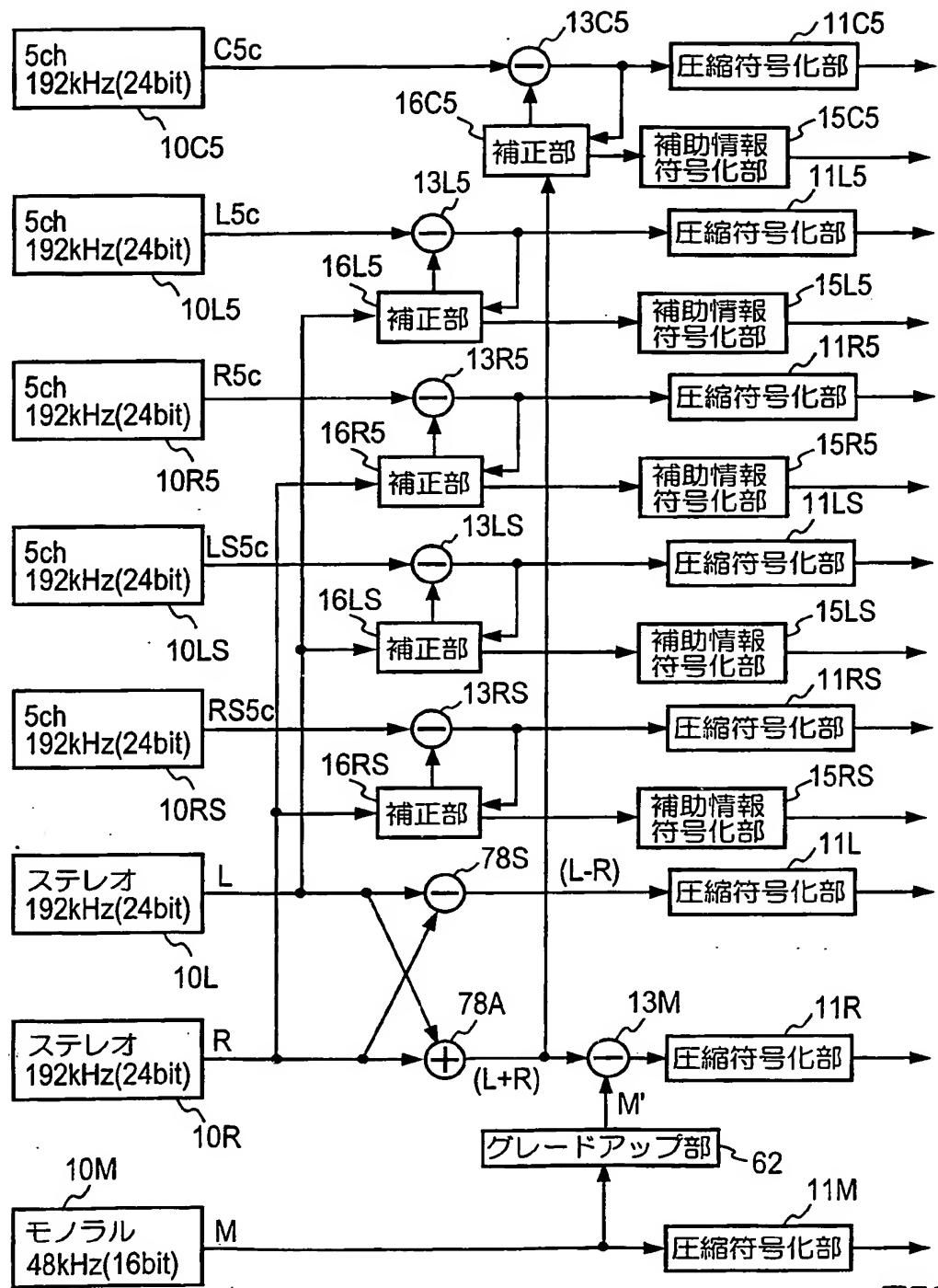


図50

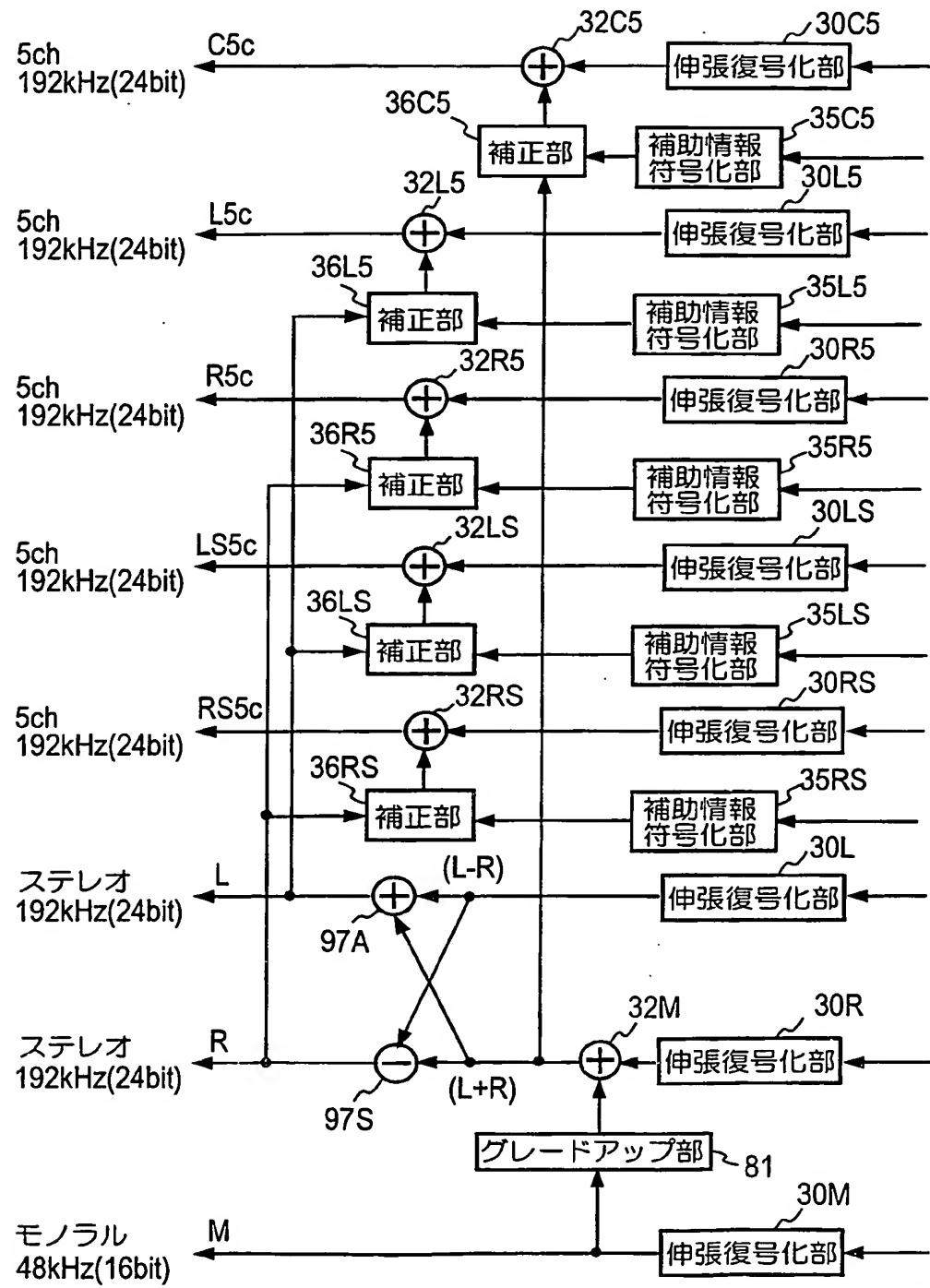


図51

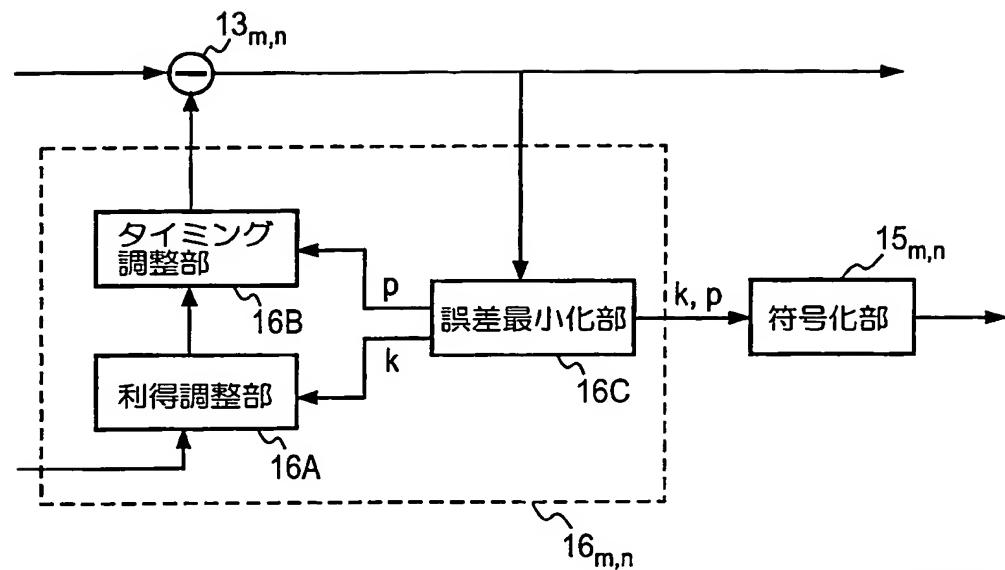


図52

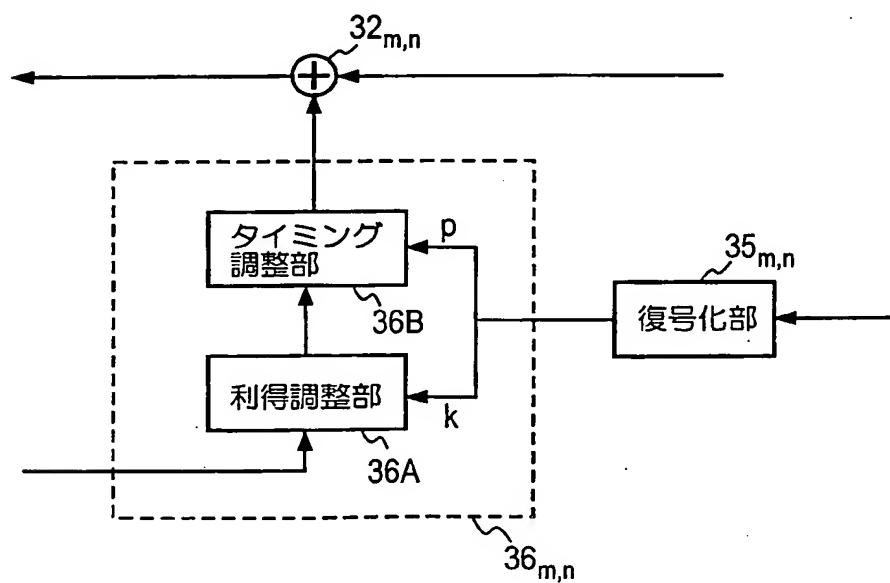
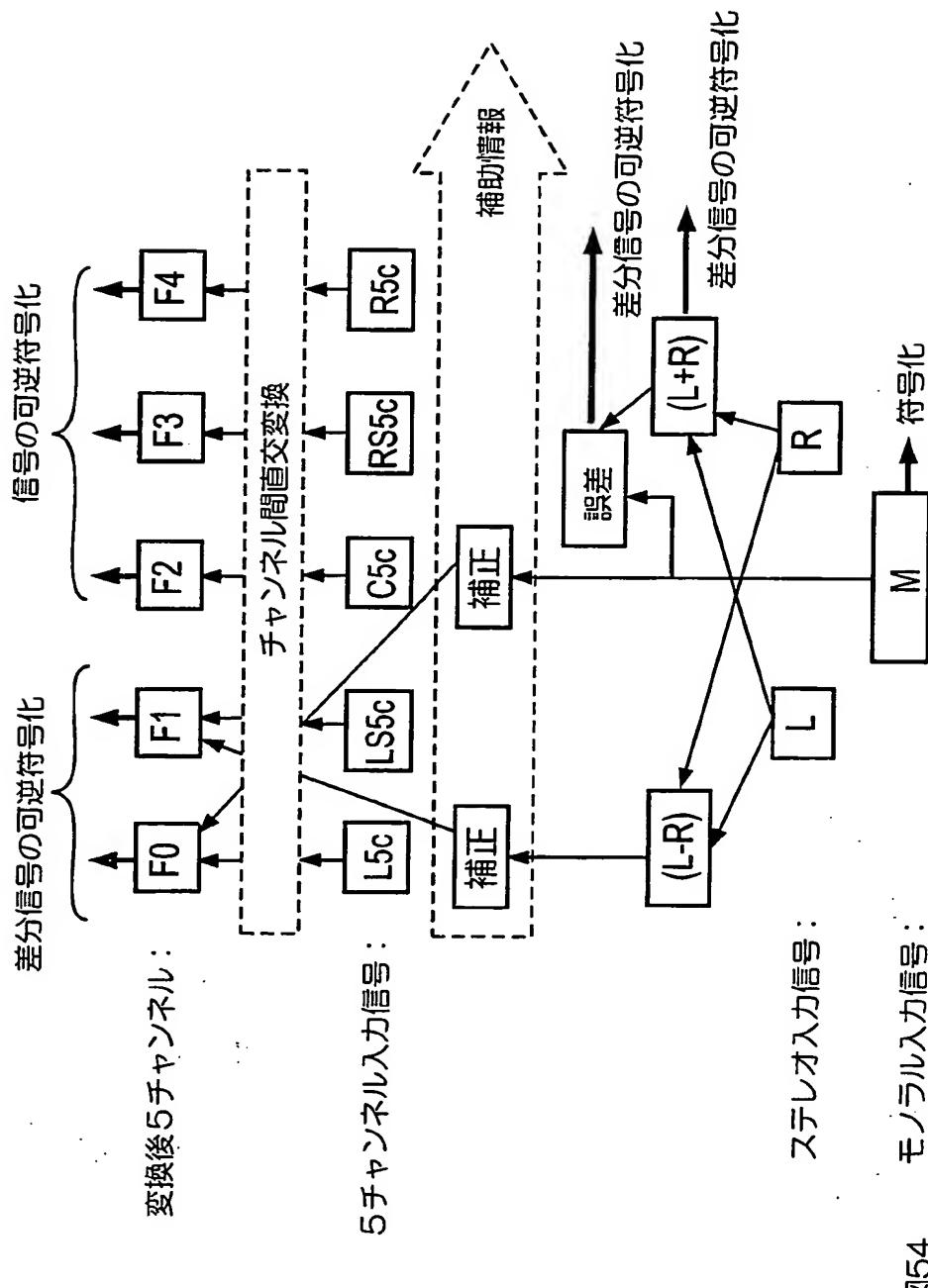


図53



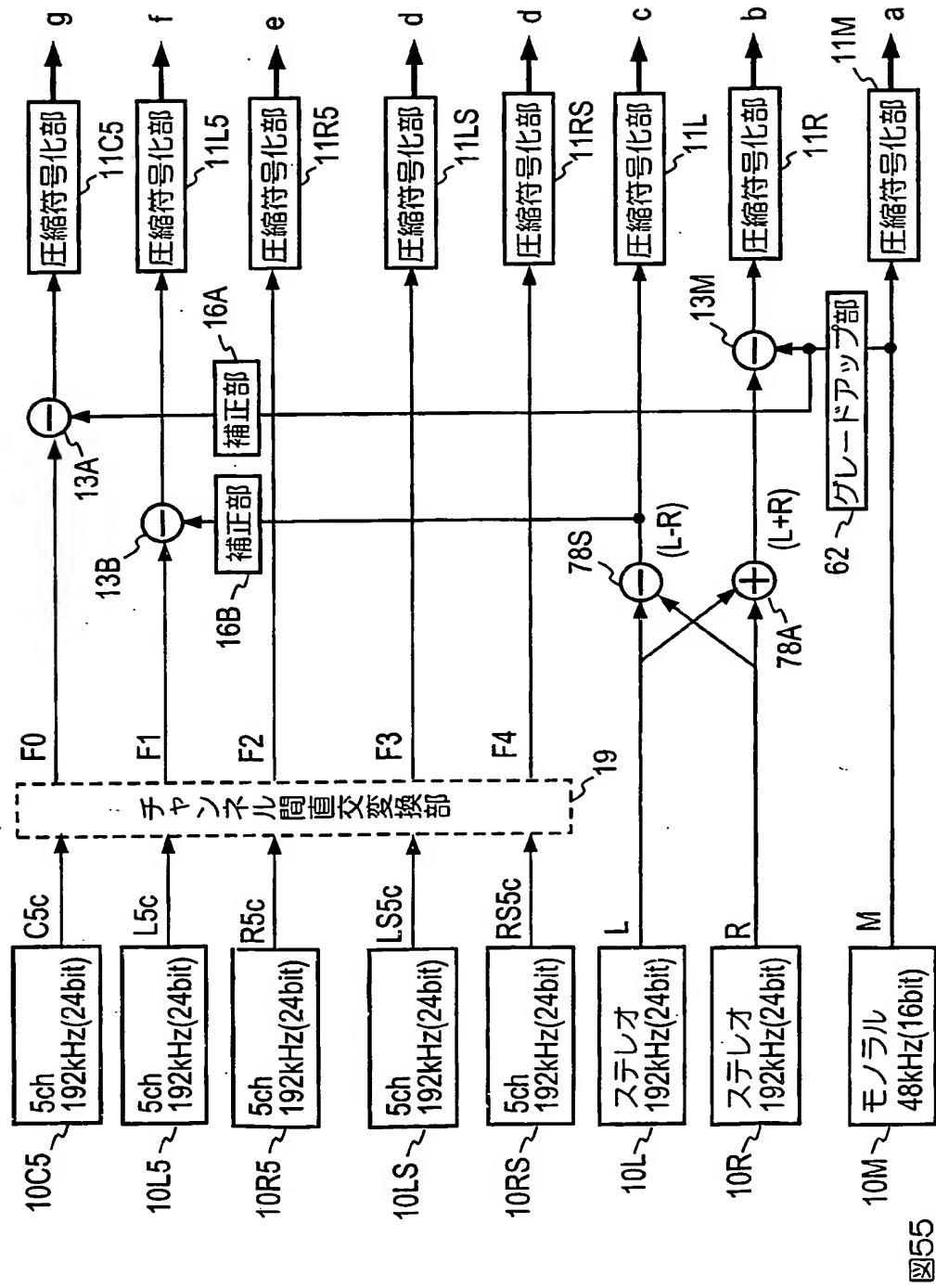


図55

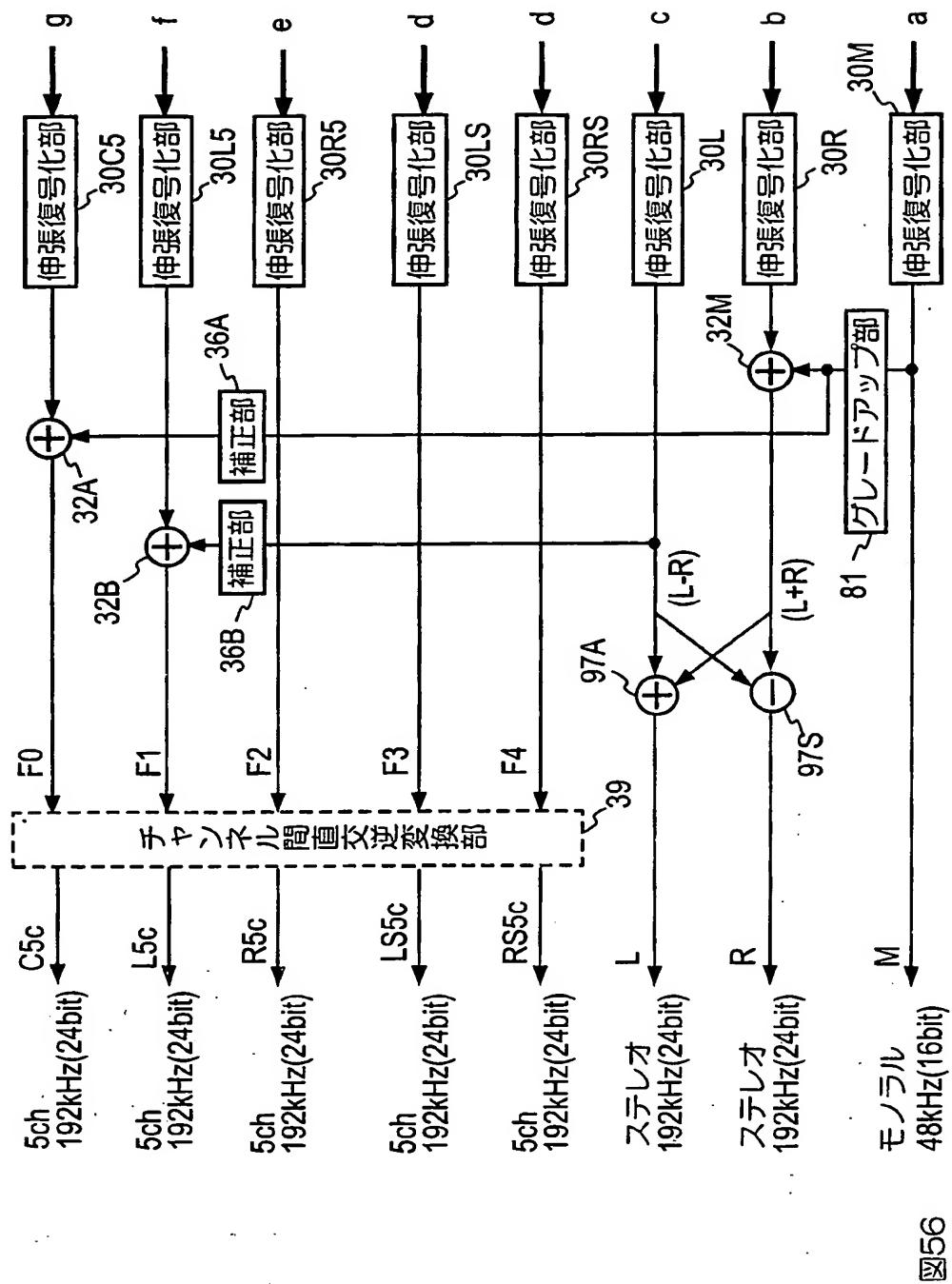
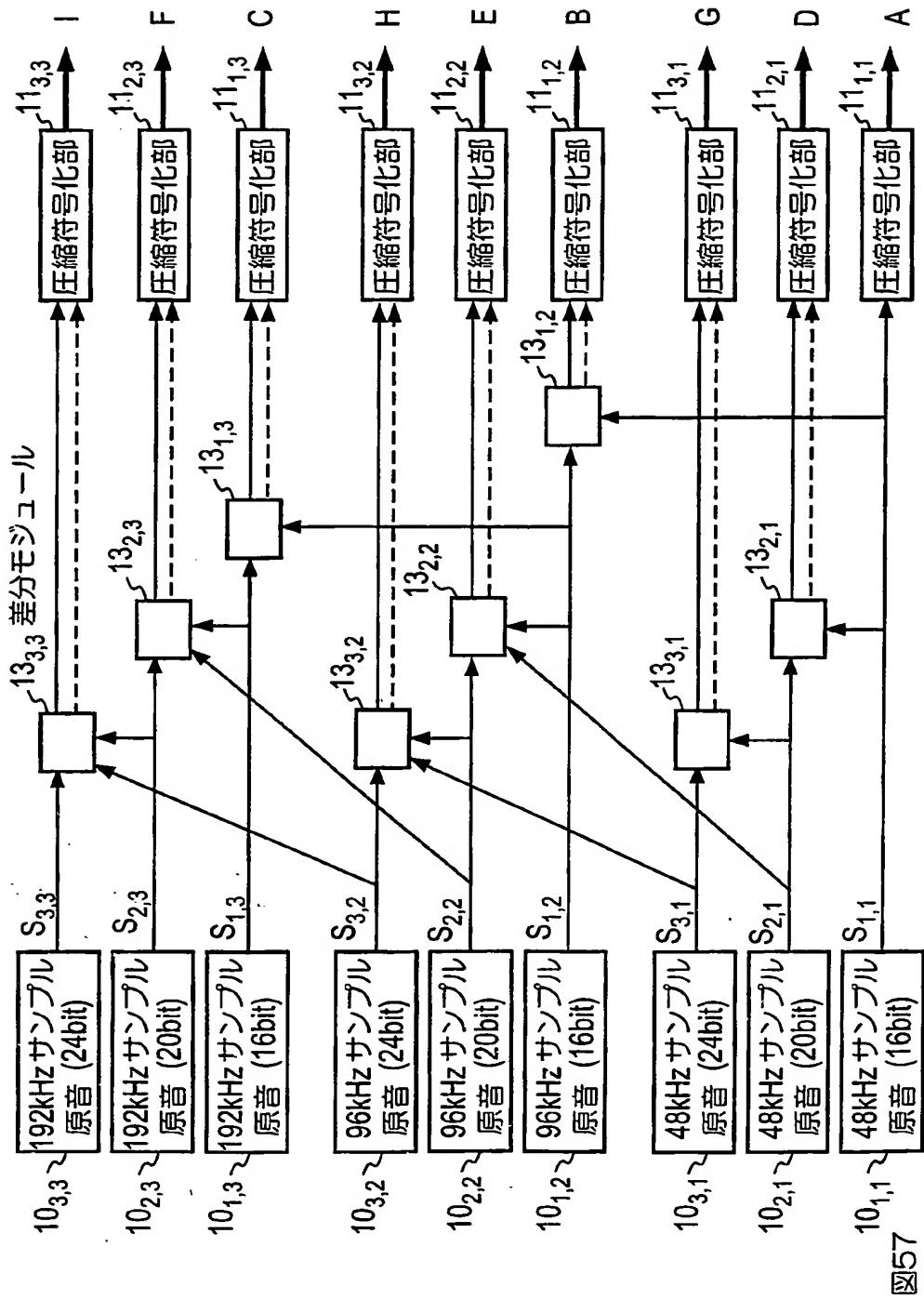


図56



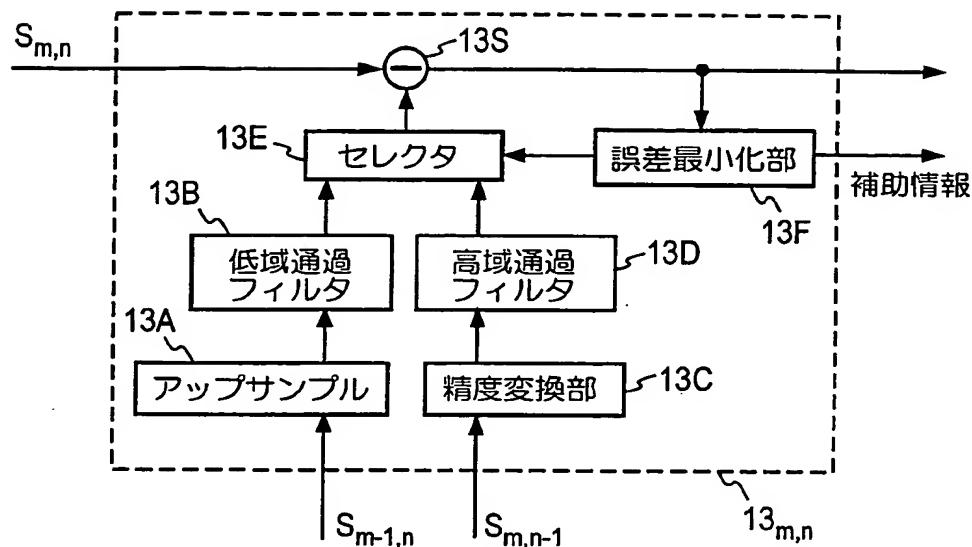


図58

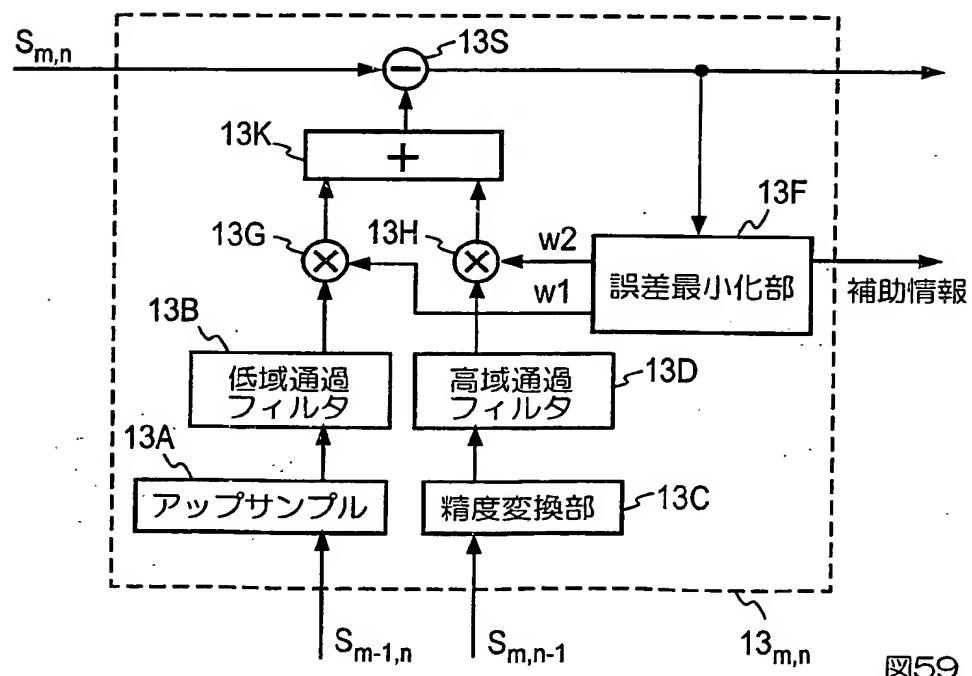
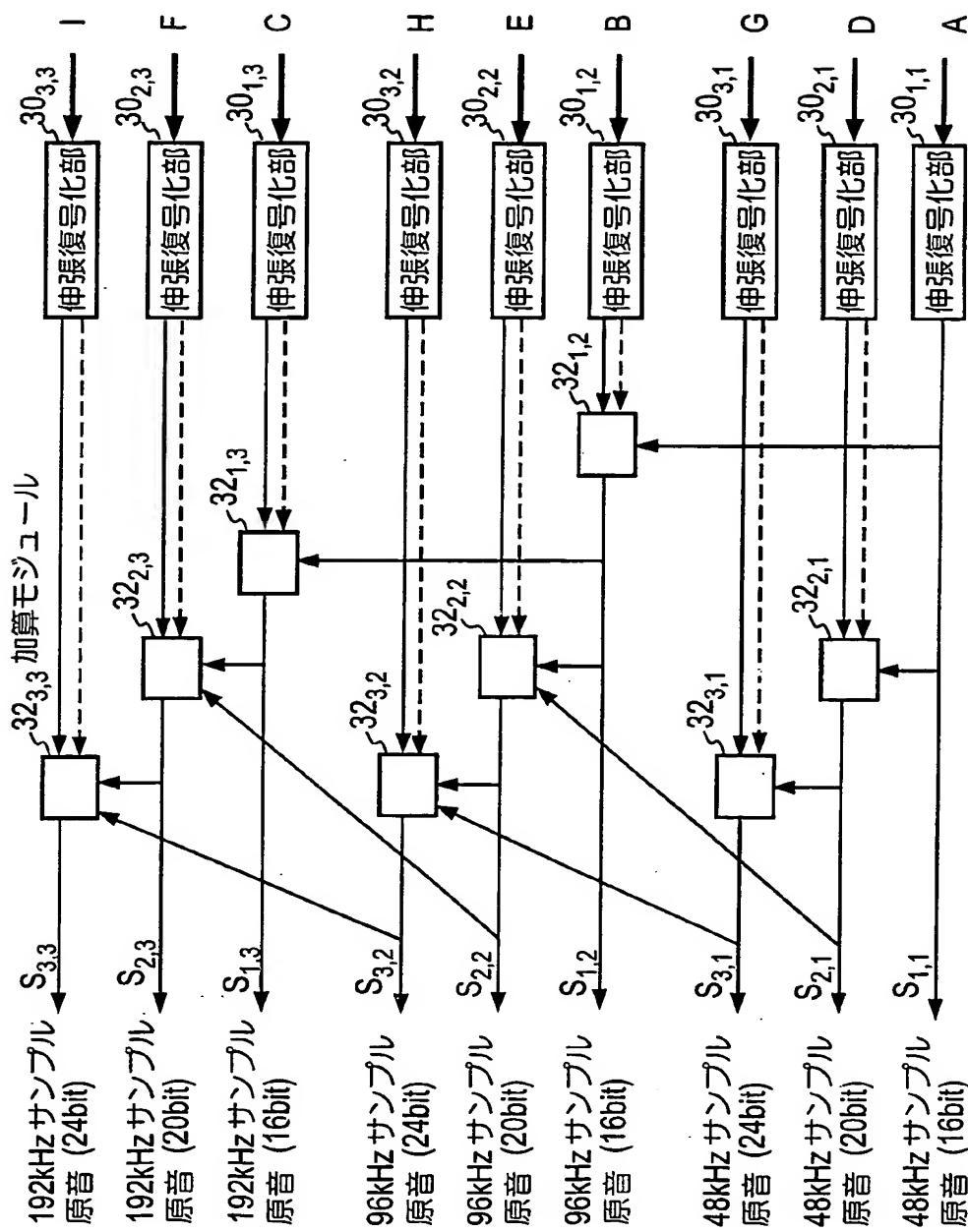


図59



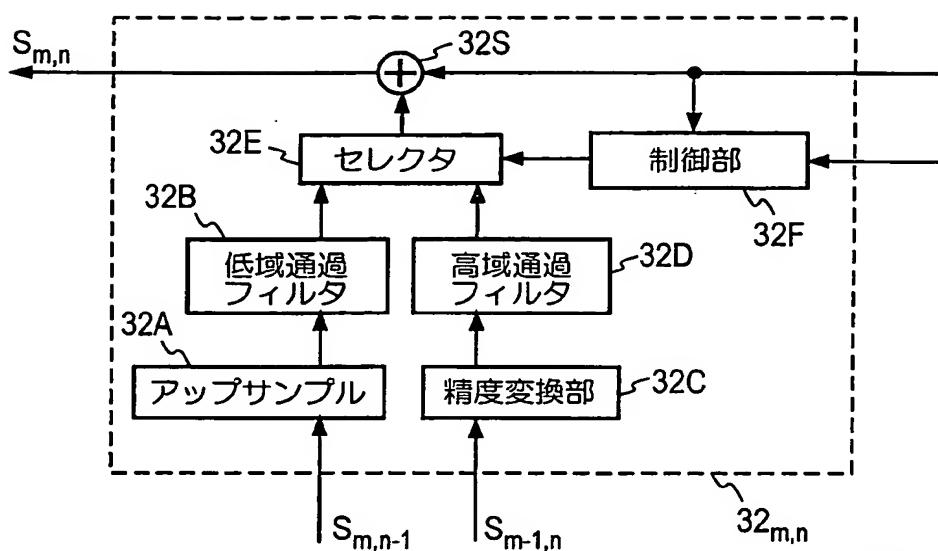


図61

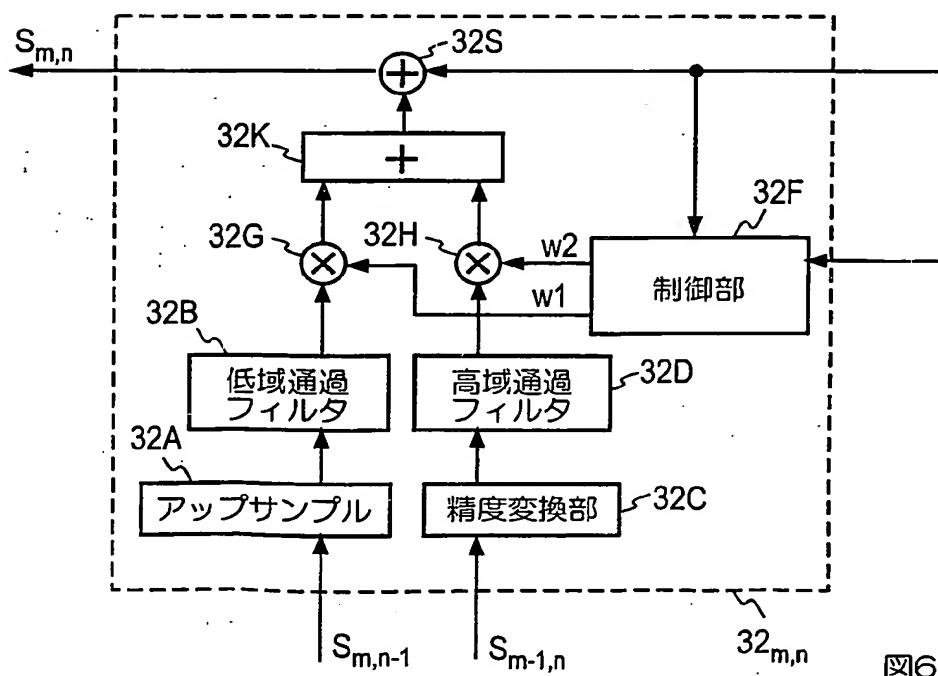


図62

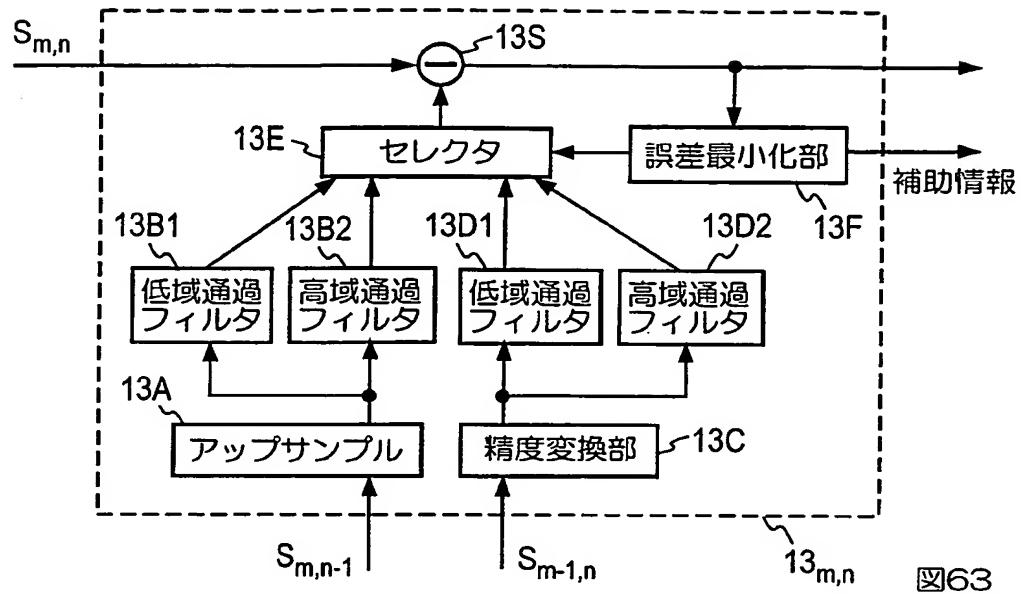


図63

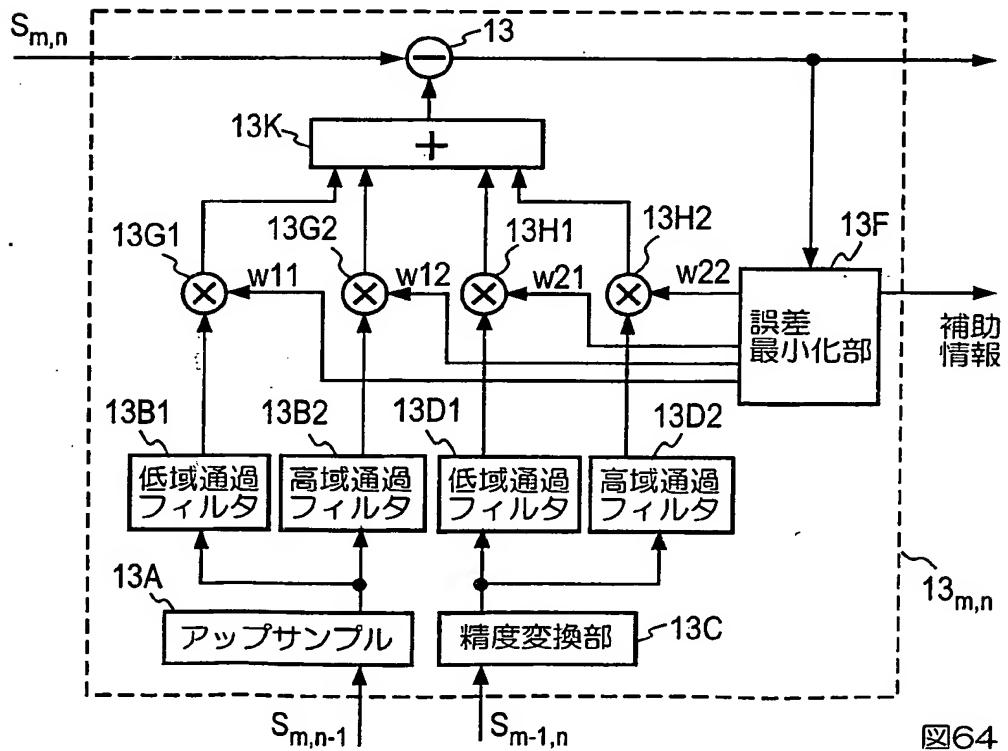


図64

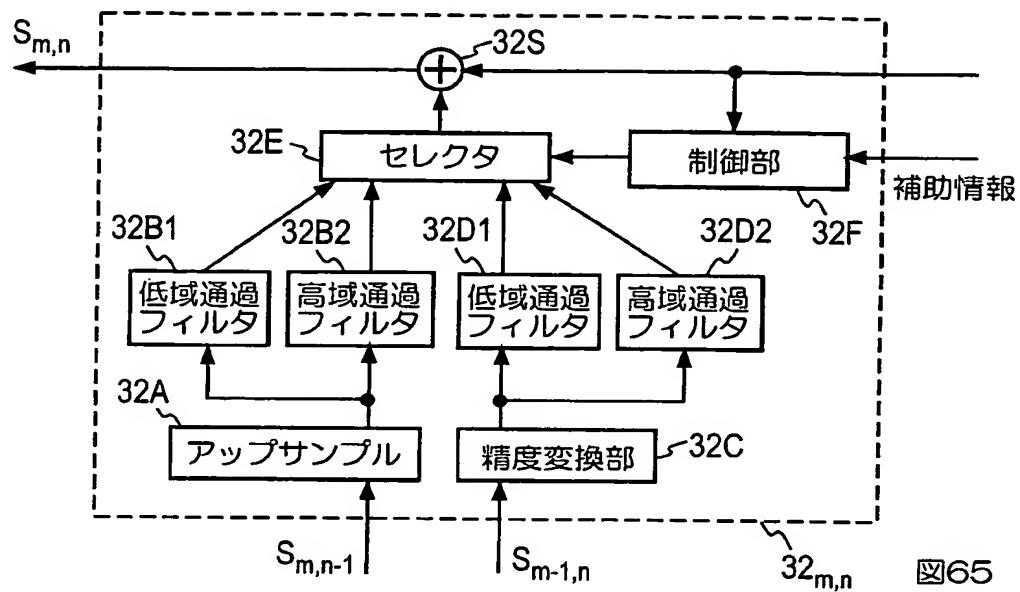


図65

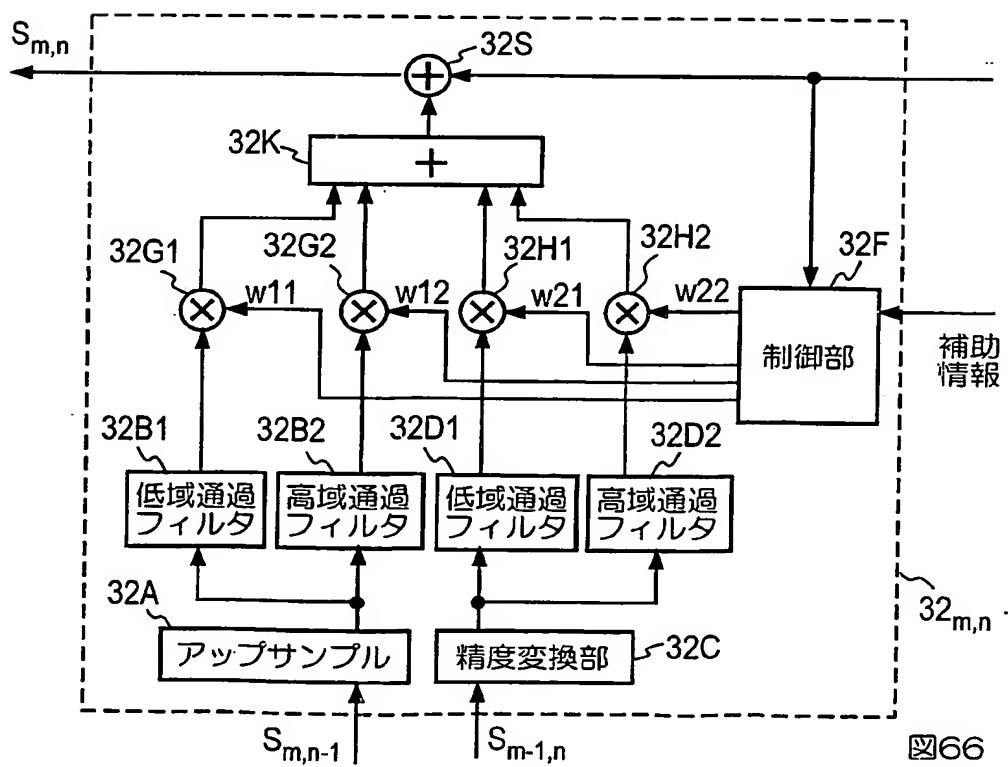


図66

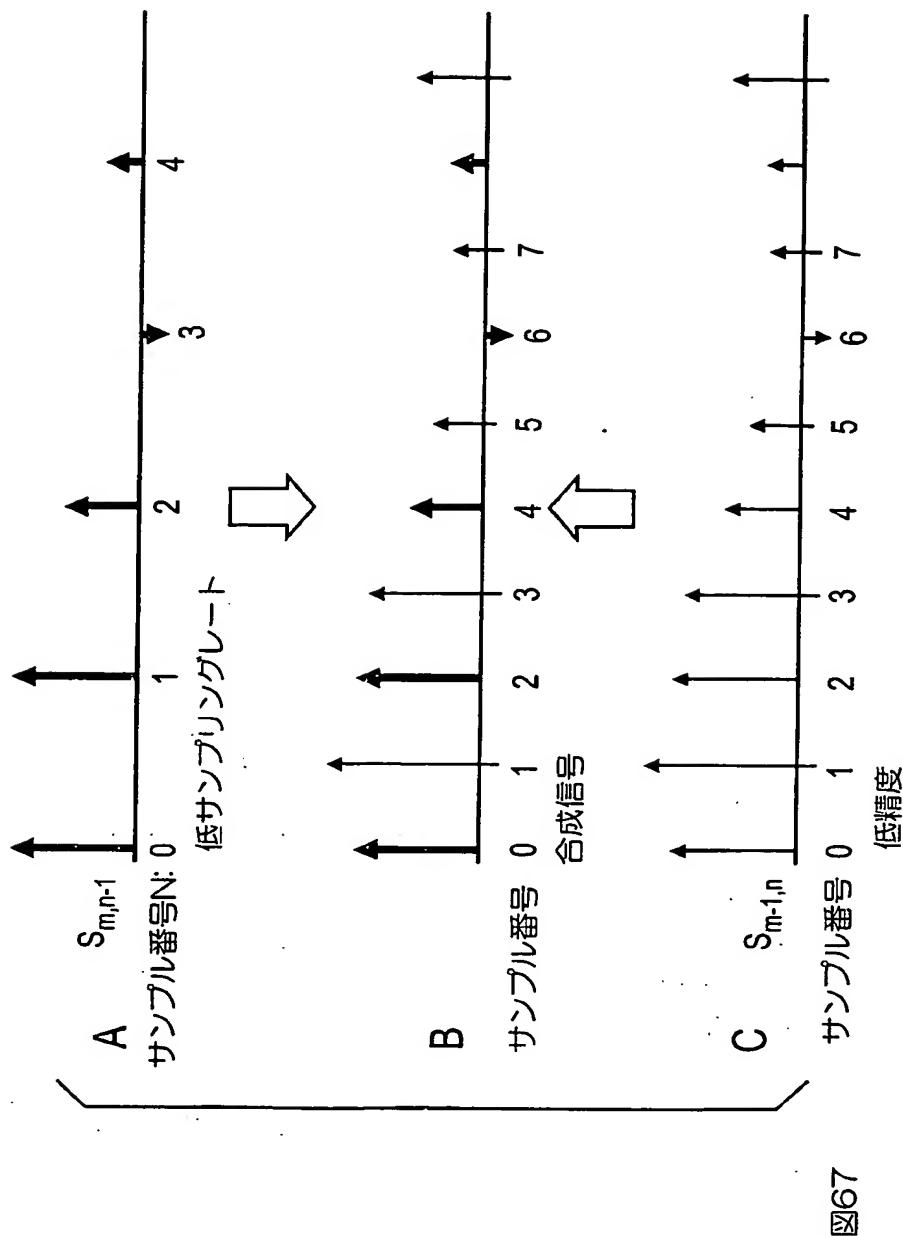


図67

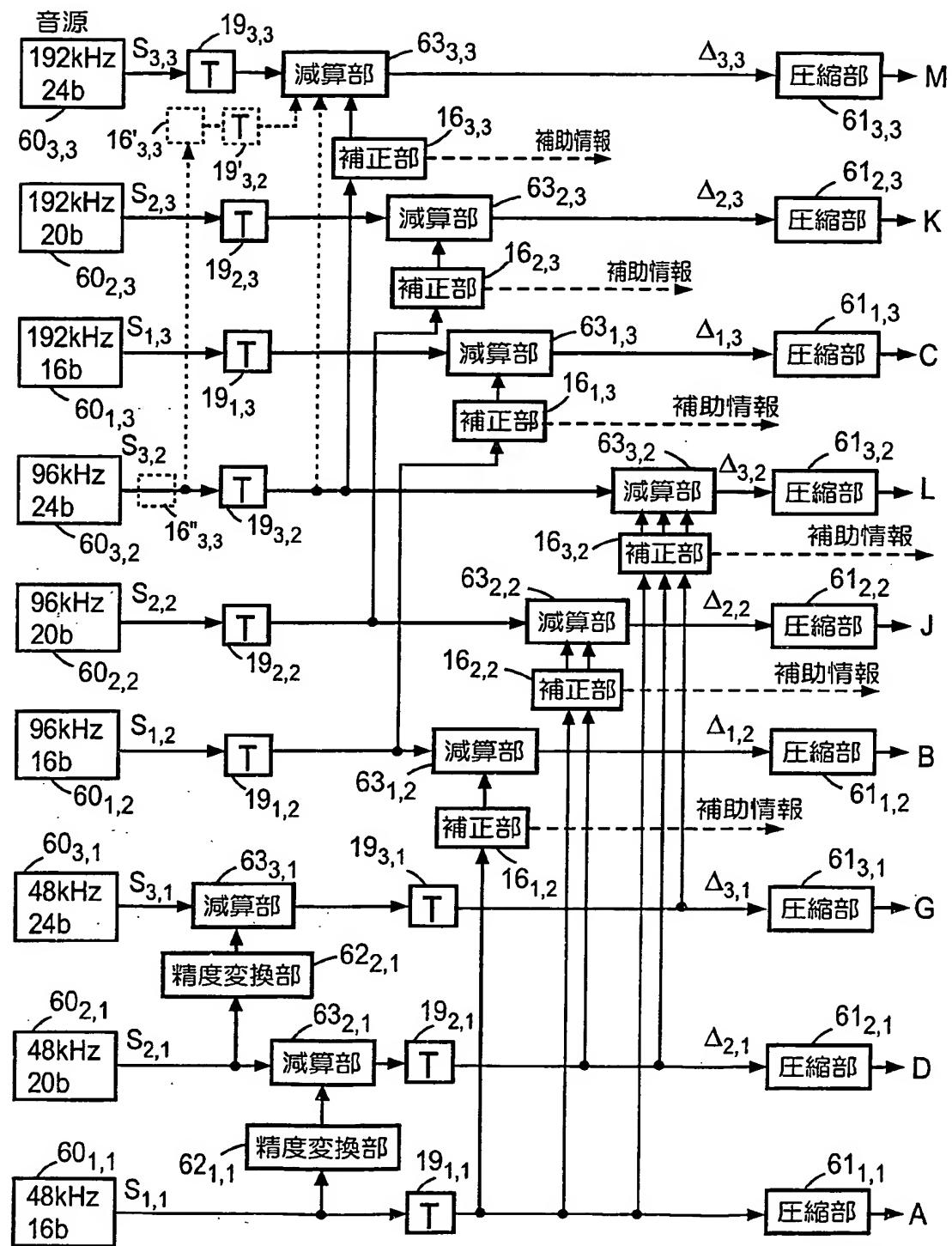


図68

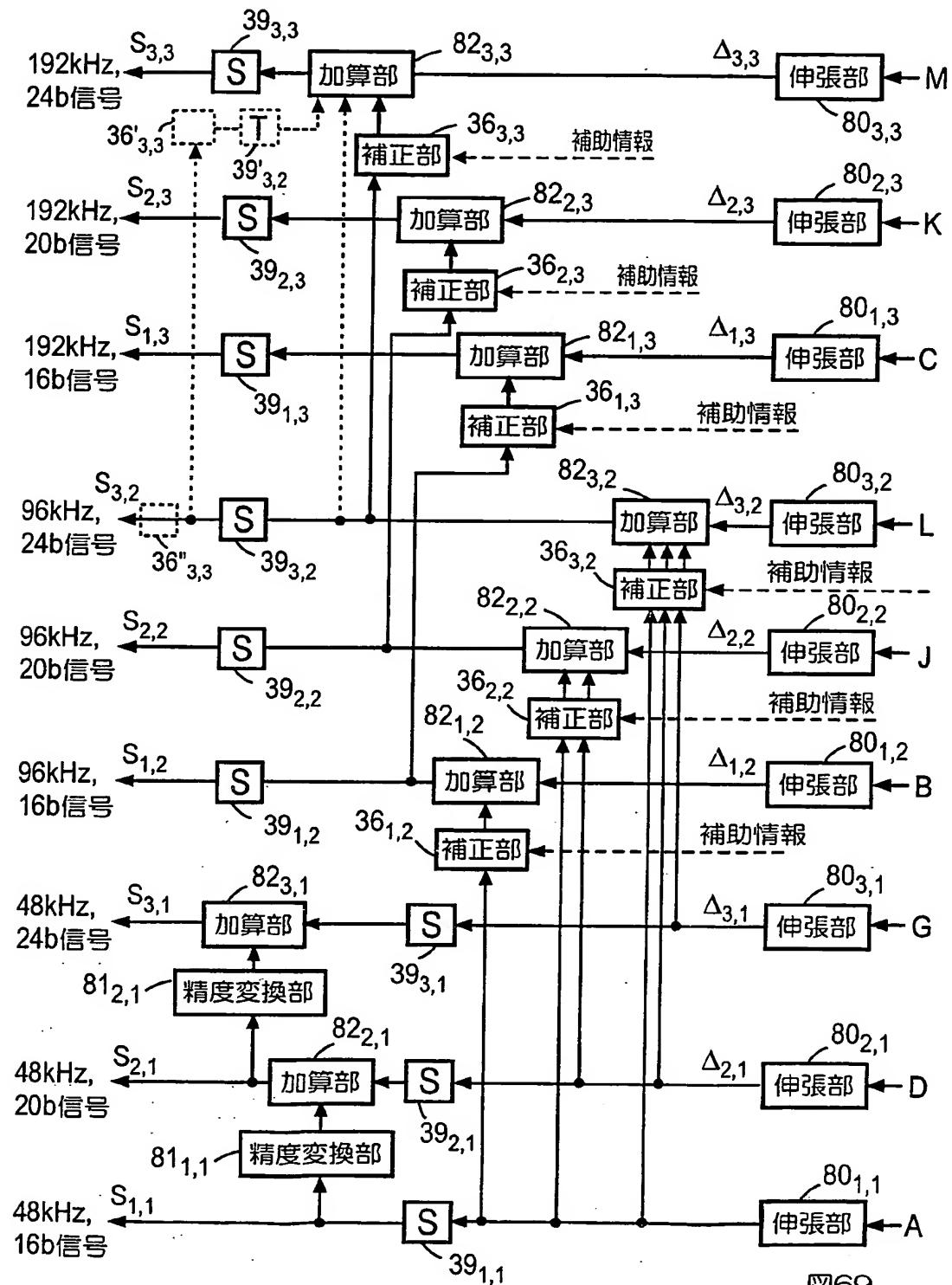


図69

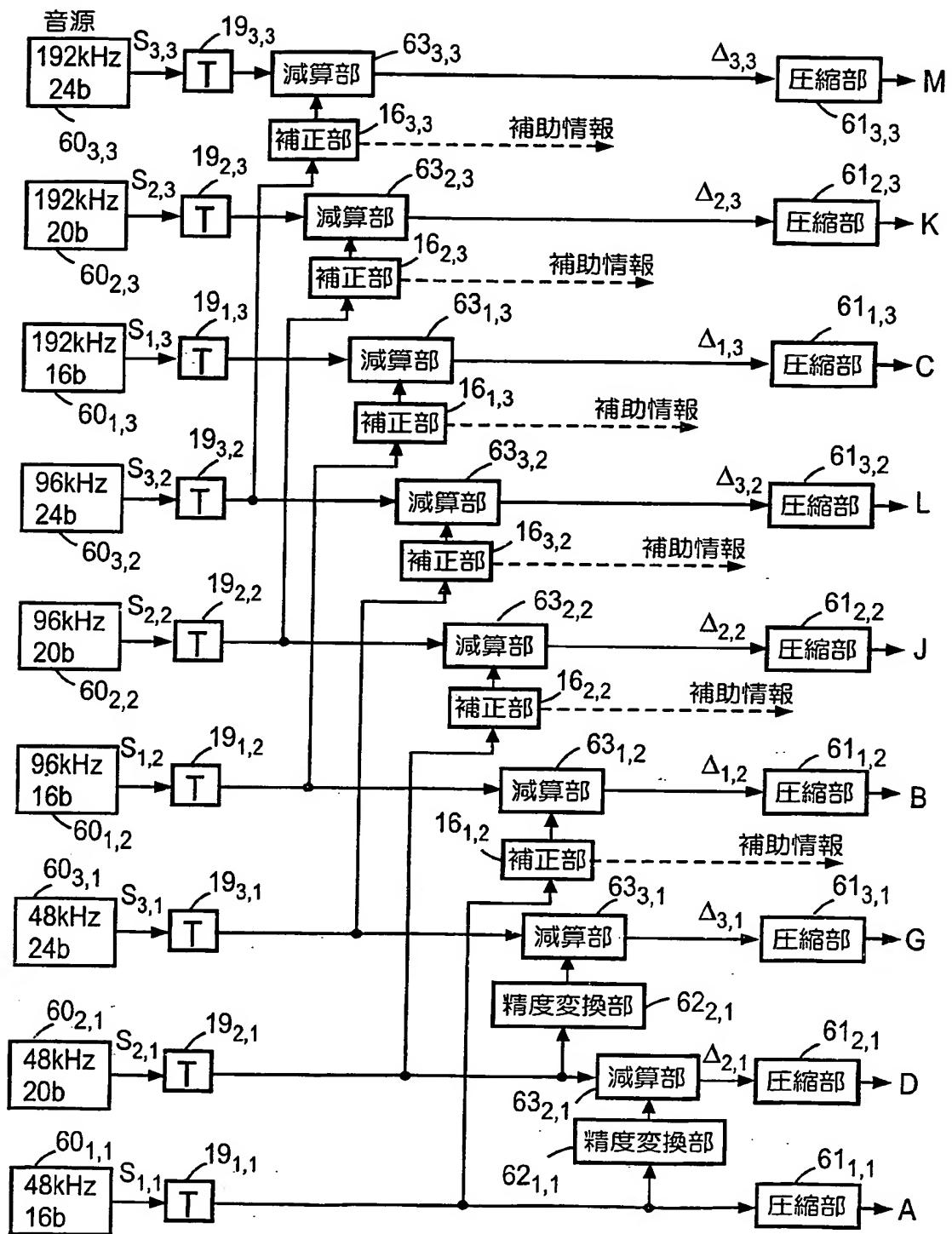
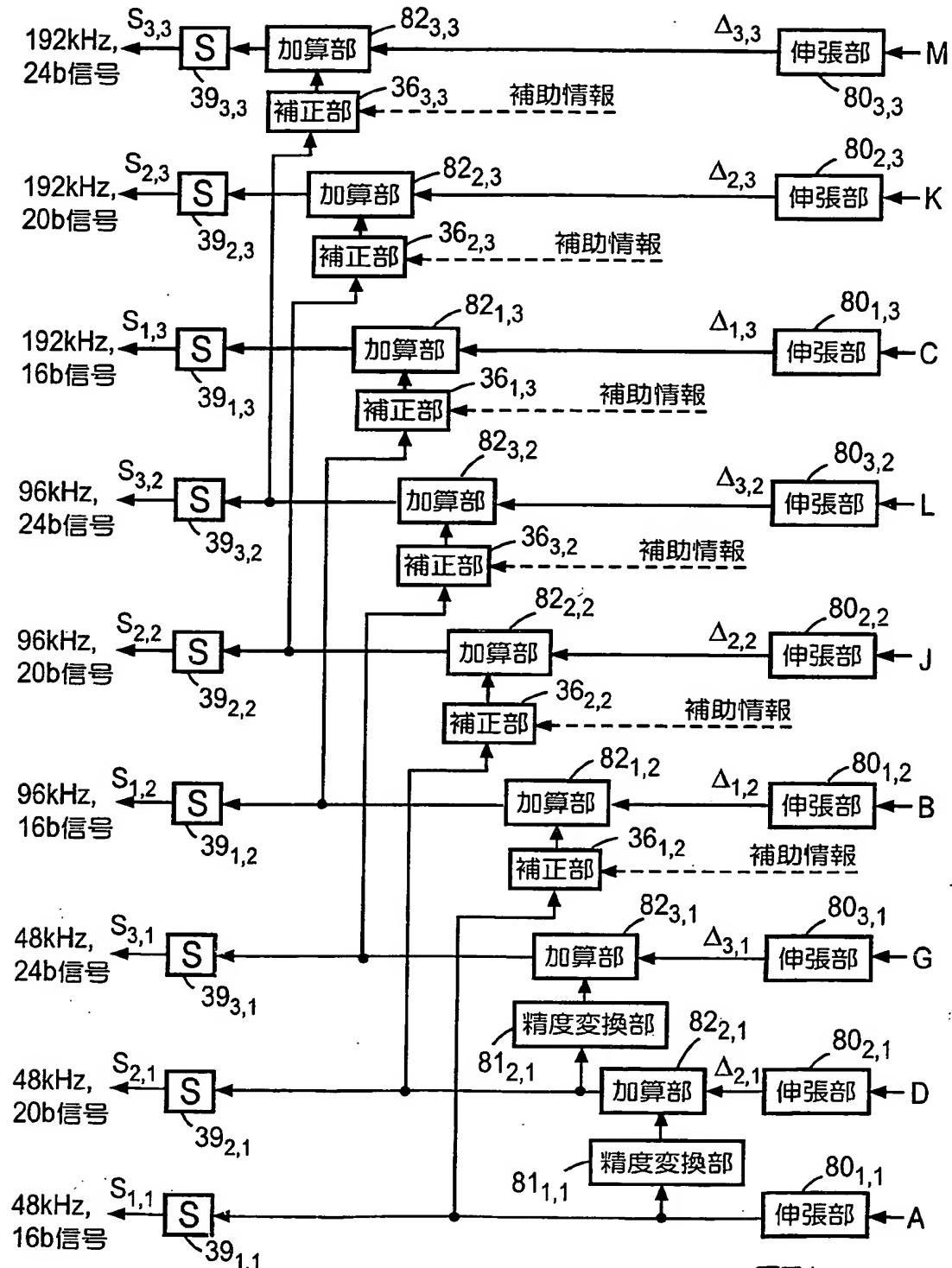


図70



四 71

62/70

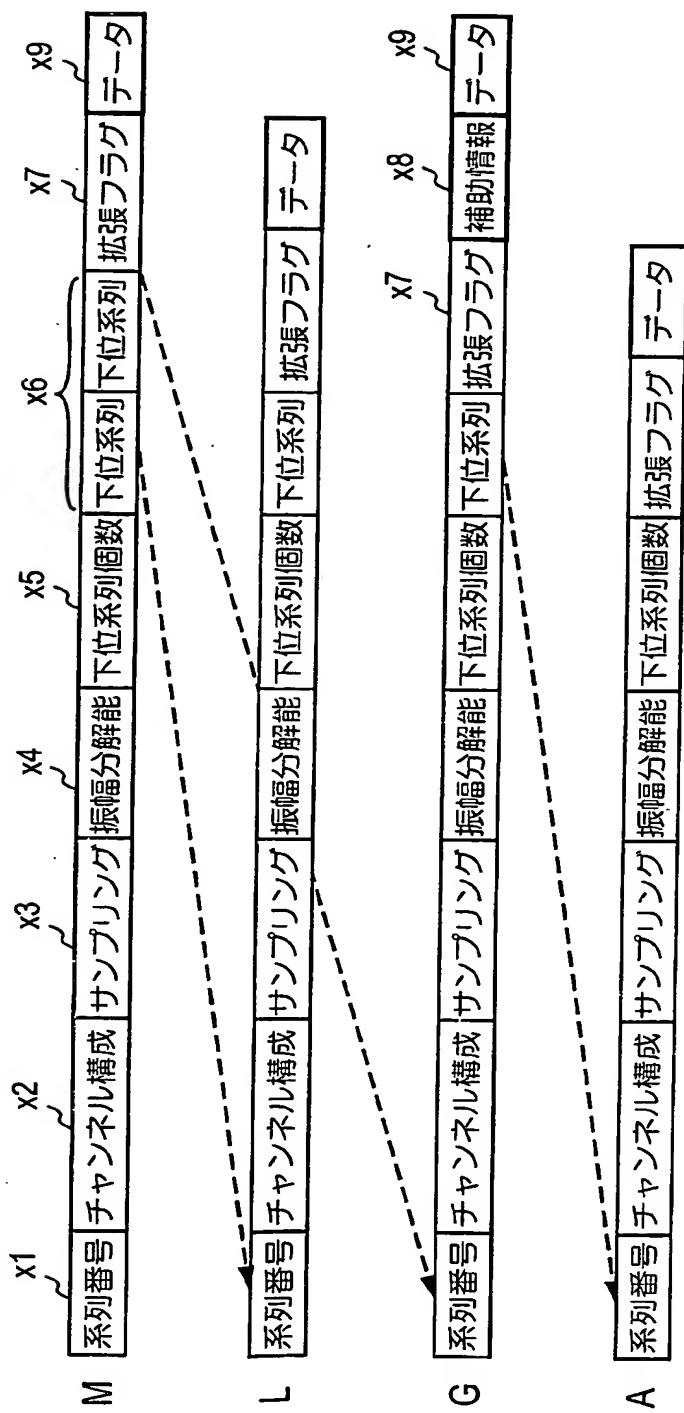


図72

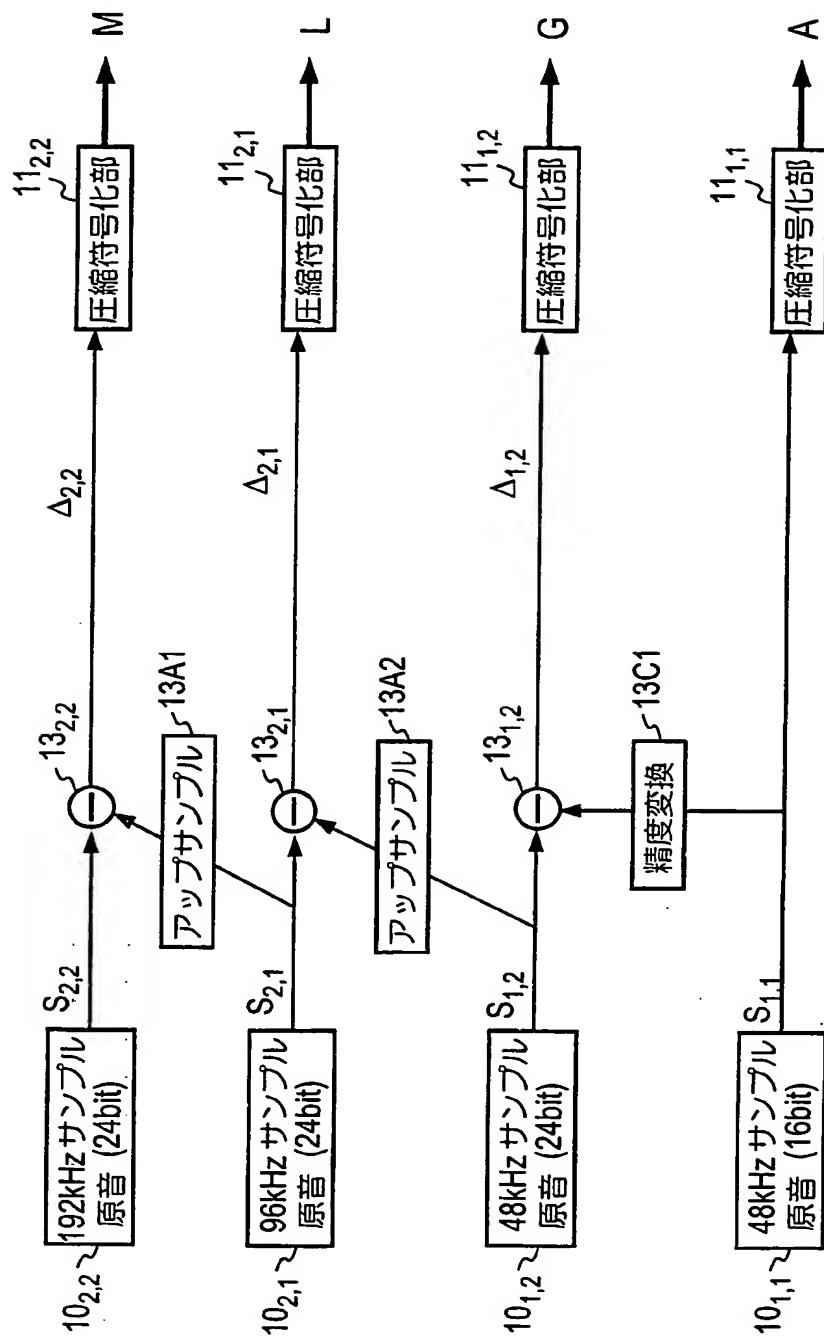


図73

64/70

系列番号	チャンネル構成	サンプリング	振幅分解能	下位系列個数	下位系列	拡張フラグ	データ
M	0	2	192	24	1	1	0

x1	x2	x3	x4	x5	x6	x7	x9
M	0	2	192	24	1	1	0

L	1	2	96	24	1	2	0
L	1	2	96	24	1	2	0

G	2	2	48	24	1	3	0
G	2	2	48	24	1	3	0

A	3	2	48	16	0	0	0
A	3	2	48	16	0	0	0

図74

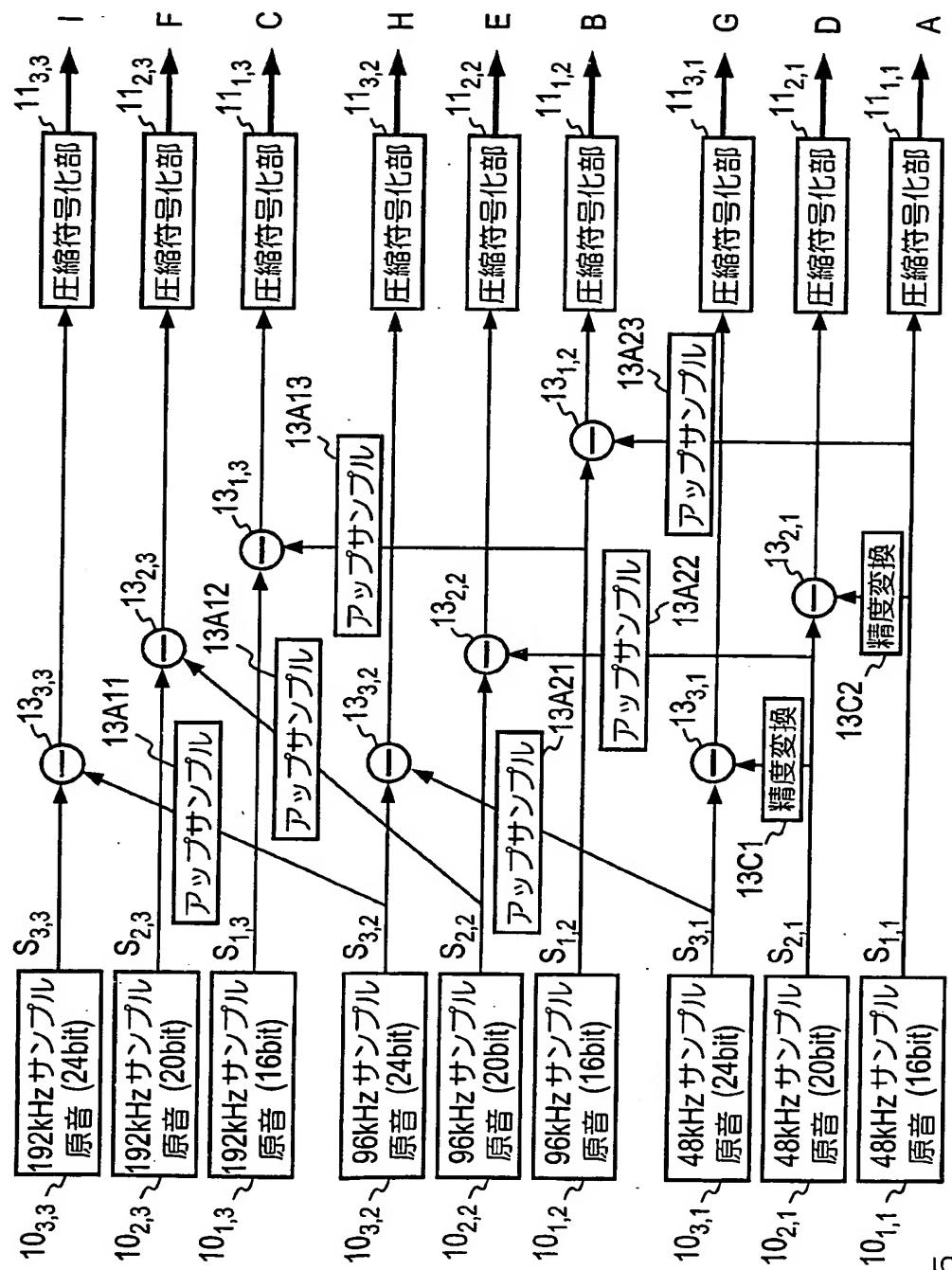


図75

66/70

	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_9
I	0	2	192	24	1	3	0	データ
F	1	2	192	20	1	4	0	データ
C	2	2	192	16	1	5	0	データ
H	3	2	96	24	1	6	0	データ
E	4	2	96	20	1	7	0	データ
B	5	2	96	16	1	8	0	データ
G	6	2	48	24	1	7	0	データ
D	7	2	48	20	1	8	0	データ
A	8	2	48	16	0	0	0	データ

67/70

	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8	x_9
I	0	2	192	24	2	1	3	1	補助情報 データ
F	1	2	192	20	2	2	4	1	補助情報 データ
C	2	2	192	16	1	5	1	補助情報 データ	$x_6 \sim x_7$
H	3	2	96	24	2	4	6	1	補助情報 データ
E	4	2	96	20	2	5	7	1	補助情報 データ
B	5	2	96	16	1	8	1	補助情報 データ	$x_6 \sim x_7$
G	6	2	48	24	1	7	1	補助情報 データ	$x_6 \sim x_7$
D	7	2	48	20	1	8	1	補助情報 データ	$x_6 \sim x_7$
A	8	2	48	16	0	0	0	0	データ

68/70

x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8	x_9
0	5	192	24	1	8	1	補助情報	データ
1	5	192	24	1	5	1	補助情報	データ
2	5	192	24	1	6	1	補助情報	データ
3	5	192	24	1	5	1	補助情報	データ
4	5	192	24	1	6	1	補助情報	データ
5	2	48	24	2	7	8	1	補助情報
6	2	48	24	2	7	8	1	補助情報
7	2	48	24	0	1	補助情報	データ	
8	2	48	24	1	9	1	補助情報	データ
9	1	48	16	0	0	0	データ	

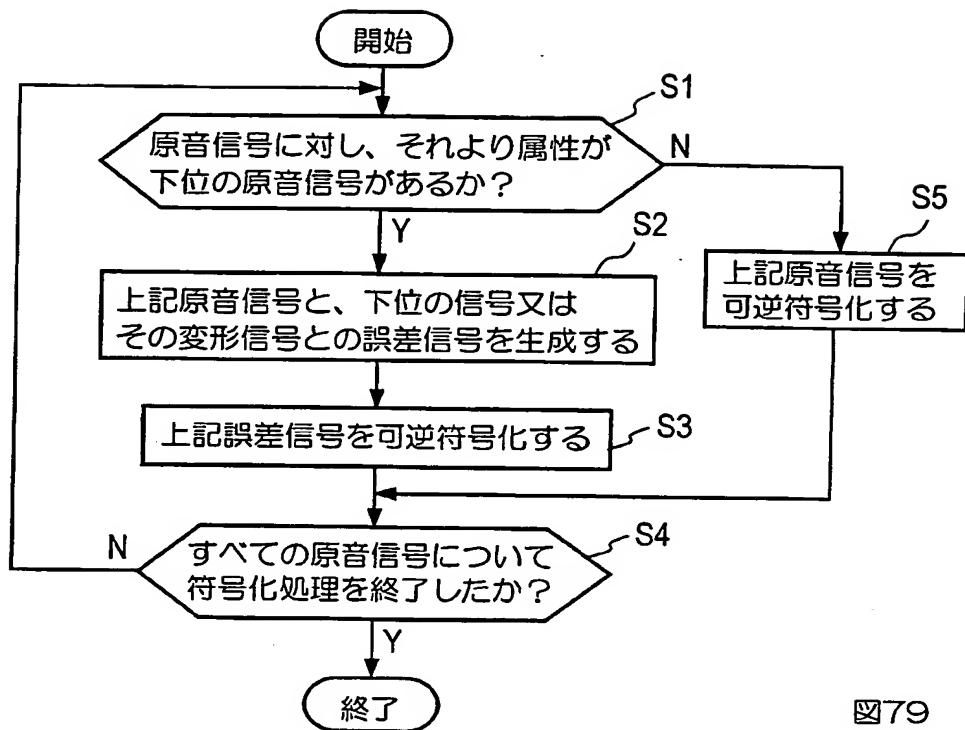


図79

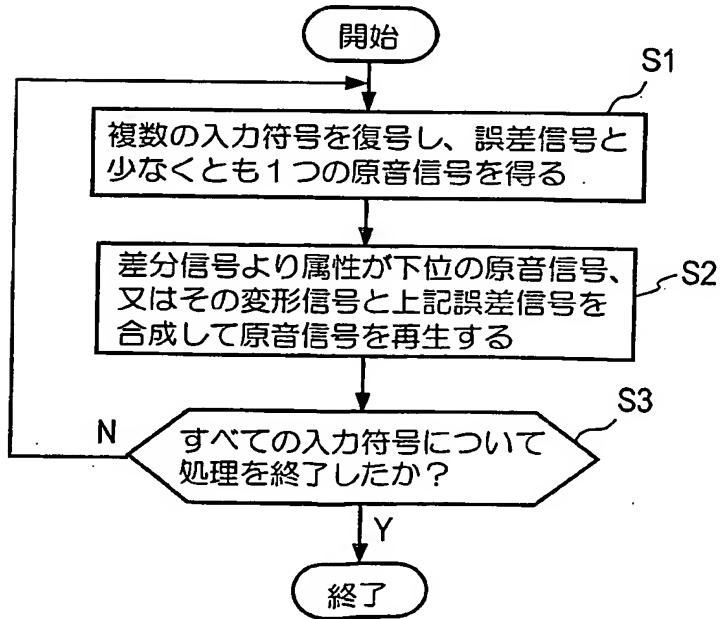


図80

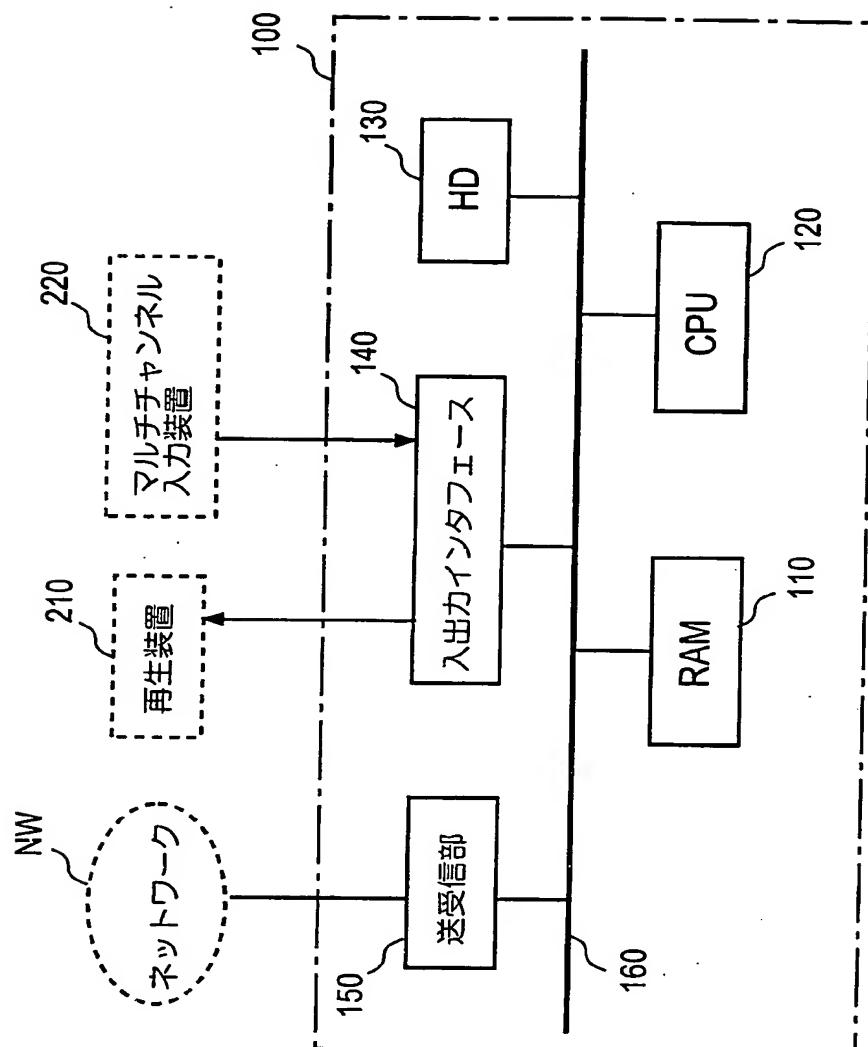


図81

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP03/02809

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
Int.Cl⁷ H03M7/30, G10L19/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ H03M7/30, G10L19/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
 Jitsuyo Shinan Koho(Y1, Y2) 1926-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho(U) 1994-2003
 Kokai Jitsuyo Shinan Koho(U) 1971-2003 Jitsuyo Shinan Toroku Koho(Y2) 1996-2003

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 09-009266 A (Canon Inc.), 10 January, 1997 (10.01.97), Fig. 4 (Family: none)	1-60
A	JP 10-051791 A (Fuji Xerox Co., Ltd.), 20 February, 1998 (20.02.98), Fig. 8 (Family: none)	1-60
A	JP 11-331852 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 30 November, 1999 (30.11.99), Fig. 2 (Family: none)	1-60

Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

* Special categories of cited documents:
 "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
 "E" earlier document but published on or after the international filing date
 "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
 "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
 "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
 "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
 "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
 "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
10 June, 2003 (10.06.03)

Date of mailing of the international search report
24 June, 2003 (24.06.03)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
Int. C1' H03M7/30, G10L19/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))
Int. C1' H03M7/30, G10L19/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 (Y1, Y2)	1926-1996年
日本国公開実用新案公報 (U)	1971-2003年
日本国登録実用新案公報 (U)	1994-2003年
日本国実用新案登録公報 (Y2)	1996-2003年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 09-009266 A (キヤノン株式会社)、1997. 01. 10、図4 (ファミリーなし)	1~60
A	JP 10-051791 A (富士ゼロックス株式会社)、1998. 02. 20、図8 (ファミリーなし)	1~60
A	JP 11-331852 A (松下電器産業株式会社)、1999. 11. 30、図2 (ファミリーなし)	1~60

C欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「I」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

10.06.03

国際調査報告の発送日

24.06.03

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

石井 研一



5K 8124

電話番号 03-3581-1101 内線 3555

This Page is inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT OR DRAWING
- BLURED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- GRAY SCALE DOCUMENTS
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- REPERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- OTHER: _____

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.
As rescanning documents *will not* correct images
problems checked, please do not report the
problems to the IFW Image Problem Mailbox**